

В. Н. ПОЛЯКОВ
Р. Т. ШРЕЙНЕР

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЕ РЕЖИМЫ ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В СИСТЕМАХ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Учебное пособие



Постановка задач
оптимизации

Математические
модели

Оценка
энергоэффективности
режимов

Системы управления
электроприводов

Министерство образования и науки Российской Федерации
Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

В. Н. Поляков, Р. Т. Шрейнер

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЕ РЕЖИМЫ ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В СИСТЕМАХ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Учебное пособие

Рекомендовано методическим советом
Уральского федерального университета
для студентов вуза, обучающихся по направлению подготовки
13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника»

Под общей редакцией доктора технических наук, профессора Р. Т. Шрейнера

Екатеринбург
УрФУ
2017

УДК 621.313.3(075.8)

ББК 31.261.6я73

П54

Рецензенты:

канд. техн. наук, доц. *В. И. Зеленцов* (ген. директор ООО «ПФ Тяжпром-электропривод»); канд. техн. наук, доц. *С. И. Шилин* (начальник НИЦ ЗАО «Автоматизированные системы и комплексы»)

Поляков, В. Н.

П54 Энергоэффективные режимы двигателей переменного тока в системах частотного управления : учеб. пособие / В. Н. Поляков, Р. Т. Шрейнер ; под общ. ред. Р. Т. Шрейнера. — Екатеринбург : УрФУ, 2017. — 256 с.
ISBN 978-5-321-02525-3

В пособии изложены вопросы построения энергоэффективных регулируемых электроприводов переменного тока. Приведены имитирующие и оптимизационные модели элементов силовой части для решения задач оптимизации режимов двигателей. Дана методика оценки энергетической эффективности режимов электроприводов. Рассмотрены принципы построения, структуры и алгоритмы оптимизаторов режимов для систем управления электроприводов с подчиненным регулированием координат.

Предназначено для студентов, обучающихся по направлению подготовки 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника» и по магистерской программе «Электропривод и автоматизация технологических комплексов». Пособие будет полезно для аспирантов и специалистов, занимающихся разработкой и проектированием регулируемых электроприводов переменного тока.

Библиогр.: 170 назв. Рис. 73. Табл. 5.

УДК 621.313.3(075.8)

ББК 31.261.6я73

ISBN 978-5-321-02525-3

© Уральский федеральный
университет, 2017

© Поляков В. Н., Шрейнер Р. Т., 2017

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящее учебное пособие предназначено для изучения энергоэффективных режимов электрических двигателей в системах частотно-регулируемых электроприводов. Необходимость такого пособия обусловлена тем, что в последние годы значительно расширилась область применения регулируемых электроприводов переменного тока, в числе которых лидирующее положение заняли частотно-регулируемые электроприводы с полупроводниковыми преобразователями и микропроцессорными системами управления.

Особенностью регулируемых электроприводов переменного тока как электромеханических преобразователей энергии является возможность повышения их энергетической эффективности путем оптимального управления магнитным потоком электрических двигателей.

В настоящее время теоретические вопросы энергоэффективных режимов отдельных типов двигателей и их реализация в электроприводах освещены в многочисленных статьях и монографиях. Вместе с тем для подготовки специалистов, владеющих комплексом знаний и умений в этой области, стала необходимой постановка отдельной дисциплины, поддержанной соответствующей учебной литературой с методическим обобщением и систематизированным изложением необходимого материала.

В предлагаемом читателям пособии отражены не только отечественные и зарубежные публикации, но и результаты многолетних исследований энергоэффективных режимов регулируемых электроприводов переменного тока, выполненных авторами в Уральском федеральном университете имени первого Президента России Б. Н. Ельцина и Российском государственном профессионально-педагогическом университете.

В пособии излагаются основы оптимизированных регулируемых электроприводов переменного тока по энергетическим критериям. Рассматриваются математические модели силовой части электроприводов для задач управления и оптимизации, методика сравнительной оценки энергетической эффективности режимов и их реализация в регулируемых электроприводах, а также результаты математического моделирования.

Пособие состоит из четырех частей.

В первой части дается аналитический обзор существующих направлений и обзор постановок задач оптимизации режимов основных типов двигателей переменного тока.

Вторая часть посвящена изложению имитирующих и оптимизационных математических моделей элементов силовой части регулируемых электроприводов переменного тока — электрических двигателей и преобразователей частоты. Приводятся модели асинхронных двигателей с фазным и короткозамкнутым роторами, синхронных двигателей с продольно-поперечным и продольным электромагнитным возбуждением, синхронных двигателей с постоянными магнитами, а также синхронных реактивных двигателей с анизотропией ротора. Объектами математического моделирования силовых преобразователей являются перспективные и широко применяемые двухзвенные преобразователи частоты с широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения и тока. При описании явнополусных и неявнополусных электрических двигателей большое внимание уделяется вопросу учета насыщения как фактора, влияющего на достоверность решения задач оптимизации.

В третьей части освещается методика оценки энергетической эффективности режимов регулируемых электроприводов. Формулируются понятия энергетической эффективности, показателя энергетической эффективности и критерия оценивания энергетической эффективности режимов, а также функции соответствия как меры недоиспользования ресурса оптимизации. На основе этой методики дается оценка энергетической эффективности режимов асинхронных и синхронных двигателей. Показаны энергетическая эффективность и целесообразность оптимизации режимов электрических двигателей по минимуму потерь при переменном потоке.

Четвертая часть посвящена вопросам реализации энергоэффективных режимов в частотно-регулируемых электроприводах. Описываются

ся структуры оптимизированных по энергетическим критериям систем управления электроприводов переменного тока, в том числе электроприводов с асинхронным двигателем при двухстороннем управлении, асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором, на базе синхронных двигателей с продольно-поперечным, продольным возбуждением, постоянными магнитами и синхронных реактивных двигателей с анизотропией ротора. Значительное внимание уделяется вопросам построения оптимизаторов режимов. Рассматриваются принципы построения, структуры и алгоритмы оптимизаторов режимов для систем управления электроприводов с подчиненным регулированием координат. Приводятся результаты синтеза регуляторов токов, потоковосцеплений, электромагнитного момента и скорости систем управления. Значительное место в этой части отводится математическому моделированию статических и динамических режимов оптимизированных электроприводов. Излагаются условия и результаты математического моделирования переходных процессов при типовых управляющих и возмущающих воздействиях. Дается оценка энергетической эффективности статических законов оптимального управления в электроприводах, работающих в переходных режимах, и недоиспользования ресурса оптимизации электроприводов при традиционных законах управления.

Авторы выражают благодарность рецензентам, доцентам В. И. Зеленцову и С. И. Шилину, за полезные замечания по рукописи.

ЧАСТЬ I

Направления и постановки задач оптимизации режимов двигателей переменного тока

Важную роль в деятельности современного общества — от сферы промышленного производства до сферы быта — играет электромеханическое преобразование энергии, осуществляемое электроприводом. Известно, что электропривод является крупнейшим потребителем электрической энергии. На него приходится более 65 % вырабатываемой электроэнергии, большая часть которой доставляется нерегулируемому электроприводу. Доля электроэнергии, потребляемой регулируемым электроприводом, составляет около 10 %. Основная тенденция в мировой практике — переход от нерегулируемого к регулируемому электроприводу там, где традиционно применялся нерегулируемый электропривод. По мнению же специалистов, регулируемый электропривод необходим в 50 % всех случаев использования электропривода. Отсюда следует актуальность задачи повышения энергетической эффективности регулируемого электропривода.

В процессе исторического развития регулируемый электропривод достиг высокого совершенства. Он позволяет формировать необходимые механические характеристики и переходные процессы, удовлетворяющие самым разнообразным технологическим задачам. Однако в настоящее время все большую актуальность приобретают вопро-

сы энергетики, включающие повышение коэффициента полезного действия, регулирование реактивной мощности, обеспечение электромагнитной совместимости с нагрузкой и сетью. Эти вопросы решаются благодаря успехам в области электромашиностроения и полупроводниковой техники. Тем не менее как в традиционных, так и в современных электроприводах существуют пока еще недоиспользованные резервы повышения энергетической эффективности электромеханического преобразования энергии. Это связано с тем, что по ряду практических соображений в них реализуются в большинстве случаев режимы работы двигателей с постоянством магнитного потока. Регулирование потока используется главным образом в двухзонных системах, т. е. в функции скорости. Наиболее полно возможности повышения эффективности электромеханического преобразования энергии можно обеспечить путем оптимизации режимов работы двигателей при регулировании потока как в функции скорости, так и электромагнитного момента. Разумеется, при этом следует сохранять электромеханические статические и динамические характеристики электропривода, необходимые для решения основной технологической задачи. Поэтому оптимизацию электропривода необходимо рассматривать как наилучшее решение технологической задачи.

Развитие теории энергоэффективных режимов регулируемых электроприводов исторически шло в двух основных направлениях:

- оптимизация статических режимов работы;
- оптимизация динамических режимов работы.

Характерным признаком регулируемых электроприводов со статическими режимами работы является постоянство либо медленное изменение момента статической нагрузки. Для регулируемых электроприводов с динамическими режимами работы характерны быстро изменяющиеся управляющие и возмущающие воздействия. Постановки и методы решения задач оптимизации режимов электроприводов этих двух групп существенно различаются, и в каждой из них можно выделить направления, оптимизирующие режимы работы определенного типа электрического двигателя:

- асинхронного двигателя с фазным ротором;
- асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором;
- синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением;
- синхронного двигателя с постоянными магнитами;

- синхронного реактивного двигателя;
- двигателя постоянного тока.

В первой части пособия представлен краткий обзор основных направлений, подходов и постановок задач в теории оптимизации статических режимов работы регулируемых электроприводов переменного тока, освещенных в отечественной литературе. Ссылки на зарубежную литературу касаются только лишь реализации энергоэффективных режимов двигателей переменного тока. Важность теоретических и практических вопросов оптимизации статических режимов заключается в том, что они являются основными для электроприводов первой группы, и кроме того, они же создают предпосылки для повышения энергетической эффективности электроприводов второй группы.

Глава 1. ОПТИМИЗАЦИЯ РЕЖИМОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

В этой главе дается краткий обзор постановок и решений задач оптимизации режимов асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Приводятся однокритериальные и многокритериальные постановки задач. В частности, обзор охватывает оптимизацию режимов по следующим критериям:

- минимум электромагнитных потерь;
- минимум полных потерь;
- минимум тока статора;
- минимум обобщенного показателя качества.

1.1. Оптимизация режимов по минимуму потерь

На начальном этапе создания частотно-регулируемых асинхронных электроприводов одним из самостоятельных являлся вопрос выяснения соотношения между амплитудой и частотой напряжения статора для обеспечения экономичного статического режима работы асинхронного двигателя (АД). Основопологающей для этого этапа стала работа М. П. Костенко [50], в которой была поставлена задача определения *наивыгоднейших* условий работы АД при переменной частоте питающего напряжения. Для идеализированного АД (с линейной магнитной цепью и пренебрежимо малым активным сопротивлением обмотки статора) было сформулировано общее правило (закон) изменения напряжения статора. Для двигателей, спроектированных для номинального режима работы, закон М. П. Костенко принимает следующий вид:

$$\frac{U_1}{U_{1\text{ном}}} = \frac{f_1}{f_{1\text{ном}}} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}}, \quad (1.1)$$

где U_1 , f_1 и M — напряжение, частота и момент; $U_{1\text{ном}}$, $f_{1\text{ном}}$ и $M_{\text{ном}}$ — номинальные значения напряжения, частоты и момента двигателя.

Эффективность закона (1.1) анализировалась во многих работах [15; 16; 72; 87; 89; 97 и др.]. В [15] показано, что если M и f_1 считать двумя независимыми переменными, то закон (1.1) становится обобщенным законом управления напряжением U_1 в функции от f_1 и M , обеспечивающим при фиксированной частоте f_1 минимальные потери (максимальный КПД) в идеализированном двигателе.

Важно заметить, что в работе [50] не формулируется в явном виде критерий оптимизации. Постановка вопроса оптимального управления АД при частотном способе регулирования скорости была рассмотрена А. А. Булгаковым [15], выделившим три самостоятельные задачи: определение оптимальных параметров двигателя для номинального режима работы; выявление *оптимальных режимов управления* двигателем и электроприводом в целом. Было подчеркнуто, что важнейшим вопросом оптимального управления является обеспечение *минимума потерь* для ограничения нагрева двигателя.

Задача оптимального управления по минимуму потерь решалась многими исследователями. Рассмотрим в хронологическом порядке наиболее характерные постановки задач, освещенные в отечественной литературе.

В работе [15] исследуются на минимум относительные электромагнитные потери двигателя с линейной магнитной цепью:

$$\Delta p_{\text{эм}} = \omega_{1\text{ном}} \left\{ \left[r_2' + r_1(1 + \tau_2)^2 + x_2'^2 \frac{K_{\text{ста}}}{m_1 C_1^2 f_{1\text{ном}}} \alpha \right] \frac{\beta}{r_2'} + \left[\left(\frac{\tau_1}{x_1} \right)^2 r_1 + \frac{K_{\text{ста}}}{m_1 C_1^2 f_{1\text{ном}}} \alpha \right] \frac{r_2'}{\beta} \right\} M, \quad (1.2)$$

где $\omega_{1\text{ном}}$ — угловая скорость вращающегося магнитного поля в номинальном режиме двигателя, $\omega_{1\text{ном}} = 2\pi f_{1\text{ном}} p^{-1}$ ($f_{1\text{ном}}$ — номинальная частота тока статора, p — число пар полюсов); r_1 , r_2' , x_1 , x_2' , τ_1 и τ_2 — постоянные параметры двигателя; m_1 и C_1 — число фаз и конструктивная постоянная двигателя; $K_{\text{ста}}$ — суммарные потери в двигателе,

$K_{\text{ст}\alpha} = k_{\Gamma} + k_{\text{в}} f_{1\text{ном}} \alpha$ (k_{Γ} и $k_{\text{в}}$ — потери на гистерезис и от вихревых токов в номинальном режиме двигателя); α — частота напряжения статора, $\alpha = f_1 f_{1\text{ном}}^{-1}$; β — параметр абсолютного скольжения, $\beta = f_2 f_{1\text{ном}}^{-1}$, где f_2 — частота тока ротора; M — электромагнитный момент двигателя.

Минимум функции (1.2) определяется при постоянстве частоты α и момента M условием

$$\frac{\partial \Delta p_{\text{эм}}}{\partial \beta} = 0.$$

Откуда находится оптимальное значение абсолютного скольжения

$$\beta_{\text{опт}} = r_2 \sqrt{\frac{\left(\frac{\tau_1}{x_1}\right)^2 r_1 + \frac{K_{\text{ст}\alpha}}{m_1 C_1^2 f_{1\text{ном}}} \alpha}{r_2 + r_1 (1 + \tau_2)^2 + x_2^2 \frac{K_{\text{ст}\alpha}}{m_1 C_1^2 f_{1\text{ном}}} \alpha}}. \quad (1.3)$$

На основании анализа решения задачи сделан вывод, что при учете активного сопротивления обмотки статора закон (1.1) не обеспечивает режим работы АД с минимальными потерями. Вместе с тем он может служить хорошим приближением к оптимальному по минимуму потерь управлению. Для того чтобы закон (1.1) давал точное выражение закона оптимального управления, необходимо от (1.1) перейти к выражению:

$$\frac{E_1}{E_{1\text{ном}}} = \frac{f_1}{f_{1\text{ном}}} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}}, \quad (1.4)$$

где E_1 — ЭДС, индуцируемая в обмотке статора основным потоком машины.

Для технической реализации вместо (1.3) предлагалось использовать закон с постоянством абсолютного скольжения: $\beta_{\text{опт}} \approx \beta_{\text{ном}} = \text{const}$, так как величина $\beta_{\text{опт}}$ мало изменяется с частотой α , а потери в окрестности точки минимума слабо зависят от β . Закон управления с постоянством абсолютного скольжения применялся в частотно-регулируемых электроприводах [16, 29, 38, 72, 84 и др.].

Задача управления АД с минимальными потерями рассматривалась в [72], где дано следующее определение: «Под *оптимальным законом регулирования* напряжения асинхронного двигателя при моменте сопро-

тивления, зависящем от скорости, понимается такой закон, который для каждого значения частоты статора обеспечивает минимум потерь, т. е. наивысший коэффициент полезного действия. Помимо этого оптимальный закон управления должен поддерживать достаточную перегрузочную способность двигателя и должен учитывать ограничение по насыщению $\Phi \leq \Phi_{\text{ном}}$ » (курсив наш — В. П. и Р. Ш.).

В качестве исходной минимизируемой функции качества приняты относительные электромагнитные потери

$$\Delta p_{\text{эм}} = a_1 \Phi^2 f + a_2 \Phi^2 f^2 + a_3 i_R^2 + a_4 \Phi^2, \quad (1.5)$$

где a_1, \dots, a_4 — постоянные для данного двигателя коэффициенты; Φ , f и i_R — основной магнитный поток, частота напряжения статора и ток ротора в относительных единицах.

В выражении (1.5) первые два слагаемых описывают потери в стали от гистерезиса и вихревых токов, а третье и четвертое слагаемые — потери в меди, учитывающие приближенно потери от тока статора через потери от тока ротора и намагничивающего тока. При $\Phi < \Phi_{\text{ном}}$ магнитный поток линейно зависит от тока намагничивания.

После замены в (1.5) тока ротора потери $\Delta p_{\text{эм}}$ становятся функцией независимых переменных Φ и f :

$$\Delta p_{\text{эм}} = \Delta p_{\text{эм}}(\Phi, f). \quad (1.6)$$

Исследование функции (1.6) на минимум при фиксированной величине f позволило, пренебрегая насыщением магнитной цепи АД, найти закон оптимального управления напряжением в аналитическом виде:

$$U_{\text{опт}} = \sqrt[4]{\frac{a_3}{a_1 f + a_2 f^2 + a_4}} f^{\frac{k}{2}+1},$$

где a_1, \dots, a_4 — постоянные для данного двигателя коэффициенты.

Результатом анализа решения задачи являются следующие выводы. При постоянном моменте статического сопротивления на валу двигателя ($k = 0$) если $f < f_{\text{ном}}$, то минимум потерь обеспечивается при потоке $\Phi > \Phi_{\text{ном}}$, что противоречит ограничению по насыщению. «Следовательно, при $k = 0$ оптимальным является управление по граничному значению $\Phi = \Phi_{\text{ном}}$. При вентиляторной нагрузке ($k = 0$) и $f < f_{\text{ном}}$ ограничение по насыщению не нарушается» (курсив наш — В. П. и Р. Ш.). Закон М. П. Костенко не отвечает максимальному КПД. Однако его мож-

но считать хорошим приближением к оптимальному закону управления.

Отметим, что задача оптимального управления решается здесь при статическом моменте, связанном с частотой определенным классом зависимостей, и ограничении основного магнитного потока. При оптимальном управлении основной поток $\Phi_{\text{опт}}$, напряжение $U_{\text{опт}}$ и критический момент $M_{\text{кр}}$ зависят только от частоты f .

В работе [97] рассматриваются режимы АД в автономных установках при частотном регулировании скорости. Рекомендуется изменение напряжения в зависимости от частоты производить таким образом, чтобы КПД автономной установки имел максимальное значение. Оптимальный закон изменения напряжения в зависимости от частоты должен определяться по минимуму потерь в элементах силовой части автономной установки в соответствии с выражением

$$k_u = \sqrt[4]{\frac{k_f^3 m_c^2 \Delta P_{\text{м.ном}}}{(0,61 + 0,39k_f) \Delta P_{\text{м.ном}}}}, \quad (1.7)$$

где k_u , k_f и m_c — кратности напряжения, частоты и момента нагрузки, $k_u = U_1 U_{1\text{ном}}^{-1}$, $k_f = f_1 f_{1\text{ном}}^{-1}$ и $m_c = MM_{\text{ном}}^{-1}$; $\Delta P_{\text{м.ном}}$ — потери в обмотке статора в номинальном режиме.

При этом «... необходимыми являются проверка и исключение условий, при которых потери в стали АД могут быть больше, чем при номинальном режиме» (курсив наш — В. П. и Р. Ш.).

В работе [97] дается сравнение закона управления по минимуму потерь (1.7) с законами М. П. Костенко (1.1) и пропорционального управления, представленными в виде $k_u = k_f \sqrt{m_c}$ и $k_u = k_f$. Выводы сравнительной оценки состоят в следующем. При управлении по минимуму потерь до значений $m_c = 0,67$ по общим потерям регулирование $k_u = k_f$ экономичнее регулирования $k_u = k_f \sqrt{m_c}$ до значений $k_f = 1,3$, но по потерям в стали регулирование напряжения по законам $k_u = k_f \sqrt{m_c}$ и $k_u = k_f$ приводит к потерям, превышающим потери в номинальном режиме. Особенно неблагоприятные соотношения получаются при управлении $k_u = k_f$. При регулировании по минимуму потерь до значений $m_c = 0,67$ потери в стали превышают номинальное значение.

В связи с этим при $0,67 \leq m_c \leq 1$ напряжение статора должно равняться номинальной величине.

Выделим принципиальные моменты работы [97]. Здесь минимизируются общие потери автономной установки с целью получения максимального КПД. Задача решается без учета насыщения магнитной цепи АД. Закон регулирования напряжения (1.7), обеспечивающий минимум потерь, представляет собой функцию от частоты и момента нагрузки.

Режим минимальных потерь АД при допущении линейности характеристики намагничивания изучался во многих работах, например в [30, 82, 140, 153, 155 и др.].

В работах [11, 16, 17, 51, 52, 59, 83, 87–80, 115, 118, 128] выполнены исследования режима минимальных потерь АД с учетом нелинейности характеристики намагничивания двигателя по главному магнитному пути. В этих работах показано, что при изменении частоты питающего напряжения и момента нагрузки оптимальные по минимуму потерь значения абсолютного скольжения и магнитного потока изменяются в широких пределах и определяются не только значениями частоты, но и величиной момента нагрузки. Вследствие существенного влияния частоты и момента нагрузки на величину оптимального скольжения управление при постоянстве абсолютного скольжения не обеспечивает оптимальный режим работы АД в широких диапазонах изменения частоты и момента нагрузки.

В [16] для учета насыщения относительные электромагнитные потери АД представлены в виде:

$$\Delta p_{эм} = I_{\mu}^2 r_1 + \frac{M^2}{\Phi^2} k_1 k_2 r_1 + \frac{M^2}{\Phi^2} k_1 r_2' + k_{Fe} \Phi^2, \quad (1.8)$$

где I_{μ} , M и Φ — ток намагничивания, электромагнитный момент и основной магнитный поток двигателя; r_1 и r_2' — активные сопротивления обмоток статора и ротора; k_1 и k_2 — коэффициенты, зависящие в общем случае от режима двигателя; k_{Fe} — постоянный коэффициент, учитывающий долю потерь в стали.

Считается, что ток I_{μ} в выражении (1.8) связан с потоком Φ нелинейной зависимостью $I_{\mu} = b_{\mu} \Phi$, где b_{μ} — нелинейная проводимость намагничивающего контура, $b_{\mu} = b_{\mu}(\Phi)$. Коэффициенты k_1 и k_2 принимаются постоянными и равными единице. Таким образом, электромагнитные потери АД приводятся к виду:

$$\Delta p_{\text{эм}} = \Delta p_{\text{эм}}(M, \Phi). \quad (1.9)$$

Фиксируя M , после дифференцирования (1.9) по Φ получено уравнение:

$$r_1 I_{\mu}(\Phi_{\text{опт}}) b_{\mu}(\Phi_{\text{опт}}) - \frac{M}{\Phi_{\text{опт}}^3} k_1 (k_2 r_1 + r_2') + k_{\text{Fe}} \Phi_{\text{опт}} = 0, \quad (1.10)$$

где $b_{\mu}(\Phi_{\text{опт}})$ — динамическая проводимость намагничивающего контура при оптимальном потоке. Уравнение (1.10) используется для определения оптимальной зависимости между моментом и потоком Φ :

$$M_{\text{опт}} = \Phi^2 \sqrt{\frac{r_1 b_{\mu}(\Phi) b_{\mu}(\Phi) + k_{\text{Fe}}}{k_1 (k_2 r_1 + r_2')}}.$$

Таким образом, результаты исследования режима минимальных потерь, полученные в [16], принципиально отличаются от результатов исследований для АД с линейной магнитной цепью. В [16] электромагнитные потери являются функцией от независимых переменных M и Φ . Оптимальный магнитный поток, электромагнитные потери и КПД зависят существенно от момента.

Дальнейшее развитие вопрос оптимизации режимов работы АД по минимуму потерь получил в работах [87–89]. Функцией качества в этих работах являются полные потери, отнесенные к потерям в номинальном режиме АД:

$$\Delta p = \rho \frac{\mu^2}{\varphi^2} + \sigma(\alpha) \varphi^2 + a_{\text{э.о}} \Psi(\varphi) + a_{\text{м}} \alpha^n, \quad (1.11)$$

где μ , φ и α — электромагнитный момент, магнитный поток и частота тока статора, $\mu = M_1 M_{\text{ном}}^{-1}$, $\varphi = \Phi_1 \Phi_{\text{ном}}^{-1}$ и $\alpha = f_1 f_{1\text{ном}}^{-1}$; $\Psi(\varphi)$ — функция, учитывающая нелинейную зависимость между потоком и намагничивающим током машины, $i_{\mu}^2 = I_{\mu}^2 I_{\mu\text{ном}}^{-2} = \Psi(\varphi)$; ρ , $a_{\text{э.о}}$ и $a_{\text{м}}$ — постоянные коэффициенты, характеризующие относительную величину отдельных составляющих номинальных потерь, $n = 1-1,5$; $\sigma(\alpha)$ — коэффициент потерь в стали, учитывающий изменение основных и добавочных потерь в стали от частоты.

Выражение (1.11) справедливо при токе ротора, приведенном к статору, $i_2 = I_2 / I_{2\text{ном}} \approx \mu / \varphi$, что может быть принято для скольжений от 0 до $1,5\beta_{\text{ном}}$.

Таким образом, на основании (1.11) модель полных потерь двигателя представляет собой функцию от момента μ , частоты α и потока φ :

$$\Delta p = \Delta p(\mu, \alpha, \varphi) .$$

Условием минимума полных потерь является

$$\frac{\partial}{\partial \varphi} \Delta p(\mu, \alpha, \varphi) = 0 .$$

В работах [87–89] на основании проведенных исследований сделаны следующие выводы:

1) в режиме минимальных потерь в наиболее вероятной зоне нагрузок $M_c = (0,5–1) M_{ном}$ и частот $\alpha < 1$ двигатель работает на нелинейном участке характеристики намагничивания, где формулы, полученные для АД с линейной характеристикой намагничивания, дают завышенные значения потока в 1,5–3 раза по отношению к номинальному потоку двигателя $\Phi_{ном}$. Реально такой поток нельзя обеспечить вследствие насыщения стали. Область нагрузок, в которой поток регулируется в линейной зоне характеристики намагничивания, лежит в пределах $(0,06–0,29) \Phi_{ном}$. При оптимизации АД по минимуму потерь необходимо учитывать не только нелинейность характеристики намагничивания, но и зависимость потерь в стали от частоты. В противном случае потери при низких частотах будут в 1,5–2 раза превышать минимальные;

2) в режиме минимальных потерь максимальный момент больше номинального в среднем в 3–6 раз, что влечет за собой значительное увеличение мощности преобразователя и дополнительный нагрев двигателя. В связи с этим целесообразно использовать управление по минимуму потерь до паспортного максимального момента, а при превышении нагрузки этого момента осуществлять управление при постоянном напряжении;

3) рекомендуемый А. А. Булгаковым закон не является оптимальным в отношении потерь ввиду значительного превышения минимальных потерь, так как при нем по мере увеличения нагрузки и снижения частоты потери двигателя будут значительно превышать минимальные.

В [87] предложены также структуры оптимизированных САУ электроприводов, которые в силу ряда присущих им недостатков не нашли практического применения.

Исследование влияния нелинейности характеристики намагничивания АД при решении задачи управления с минимальными потерями проведено в [52]. Выражение электромагнитных потерь представлено в долях номинальных потерь в меди статора:

$$\Delta p_{\text{эм}} = \frac{e_1^2}{A} \left[\left(a + c \frac{\mu}{e_1^2} \right)^2 + \left(b \frac{i}{e_1} + d \frac{\mu^2}{e_1^4} \right)^2 + B \frac{\mu^2}{e_1^2} q + D e_1^2 \alpha^{1,3} \right], \quad (1.12)$$

где e_1 , μ , i и α — относительные значения ЭДС, момента, тока холостого хода и частоты статора, $e_1 = E_1 / E_{1\text{ном}}$, $\mu = M / M_{\text{ном}}$, $i = I_0 / I_{0\text{ном}}$ и $\alpha = f_1 / f_{1\text{ном}}$; a , b и c , d — номинальные значения активной, реактивной проводимости намагничивающего контура и цепи ротора; B и D — отношение номинальных потерь соответственно в меди ротора и стали двигателя к номинальным потерям в меди статора; A — константа, $A = (a + c)^2 + (b + d)^2$; q — переменная, зависящая от режима двигателя, $q = q(\mu)$.

С целью выяснения влияния нелинейности кривой намагничивания и степени насыщения магнитной цепи машины на величину оптимальной ЭДС статора по уравнению (1.12) строятся кривые $\Delta p_{\text{эм}} = F(e_1)$ для ряда значений $i_0 = I_{0\text{ном}} / I_{1\text{ном}}$ и μ при фиксированных значениях частоты α . Степень насыщения магнитной цепи учитывается с помощью нелинейной характеристики холостого хода $e = e(i_0)$ с различной насыщенностью магнитной цепи. Таким образом, электромагнитные потери в работе [52] являются функцией от момента, частоты и намагничивающего тока:

$$\Delta p_{\text{эм}} = \Delta p_{\text{эм}}(\mu, \alpha, i_0).$$

Закон оптимального управления определяется в виде зависимости ЭДС статора,

$$e_{1\text{опт}} = e_{1\text{опт}}(\mu, \alpha, i_0),$$

численным либо графическим способом.

Таким образом, закон оптимального управления выражается в виде зависимости ЭДС холостого хода от момента μ и частоты статора α .

Результаты [52] сводятся к следующим выводам:

1) насыщение магнитной цепи двигателя при $\mu < 1$ мало сказывается как на величине $e_{1\text{опт}}$, так и на величине электромагнитных потерь. Вследствие пологости кривых $\Delta p_{\text{эм}} = F(e_1)$ в зоне, принадлежащей к $e_{1\text{опт}}$, отклонение e_1 на ± 10 –15 % от $e_{1\text{опт}}$ приводит лишь к незначительному повышению $\Delta p_{\text{эм}}$;

2) при $\mu = 0,5$ –1 и $\alpha < 1$ превышение $\Delta p_{\text{эм}}$ в режиме $\Phi = \Phi_{\text{ном}} = \text{const}$ по сравнению с режимом их минимума незначительно;

3) превышение $\Delta p_{\text{эм}}$ в режиме постоянства абсолютного скольжения по сравнению с режимом минимальных потерь в АД невелико, особенно при моментах $\mu < 1$ и частотах, близких к номинальной частоте;

4) при перегрузках ($\mu = 1,5-2$) режим минимальных потерь в АД со сравнительно небольшим насыщением магнитной цепи ($k_b = 1,4$) и малым током холостого хода ($i_0 = 0,25$) обеспечивает значительное уменьшение потерь.

Практический интерес представляет работа [58], в которой исследуются на минимум полные потери в двигателе, отнесенные к номинальным потерям:

$$p = \mu \left[k'_t \frac{\rho}{x_0^2} + k'_t \frac{(x_0 + x'_2)^2}{\rho x_0^2} + \frac{k'_p}{\rho} + (k'_t \omega + k'_b \omega^2) \rho + \frac{k'_r r_2^2}{\rho} + \right. \\ \left. + r'_2 (k'_t + 2k'_b \omega) \right] + k_m \omega^{1,5}; \\ x_0 = b - a \mu \rho; \\ \rho = r'_2 \beta^{-1};$$

$$k'_t = k_t \varepsilon_{\text{н}}^{-1}; k'_p = k_p r'_2; k'_t = k_t \rho_{\text{ном}}^{-1}; k'_b = k_b \rho_{\text{ном}}^{-1}; a = c \rho_{\text{ном}}^{-1},$$

где μ — электромагнитный момент двигателя, $\mu = M_1 M_{\text{ном}}^{-1}$; ω — скорость двигателя, $\omega = \omega_2 \omega_{1\text{ном}}^{-1}$; k_t, k_p, k_r, k_b, k_m — коэффициенты, определяемые отношением к базовым потерям: потерь, пропорциональных квадрату тока статора (суммы потерь в меди статора и добавочных потерь), электрических потерь в роторе, потерь в стали (на гистерезис и от вихревых токов) и механических потерь в номинальном режиме (при $\mu = 1$; $\beta = \beta_{\text{ном}}$; $\omega = \omega_{\text{ном}}$); β — абсолютное скольжение, $\beta = f_2 f_{1\text{ном}}^{-1}$, где f_2 — частота тока ротора; r'_2 — активное сопротивление обмотки ротора; b, c — постоянные коэффициенты функции $x_0 = b - c \varphi^2$ (где φ — основной магнитный поток, $\varphi = \Phi \Phi_{\text{ном}}^{-1}$), аппроксимирующей нелинейную зависимость индуктивного сопротивления намагничивающего контура от магнитного потока; $\varepsilon_{\text{ном}}$ и $\rho_{\text{ном}}$ — постоянные коэффициенты.

Как видно из (1.13), полные потери АД являются функцией от момента μ , скорости ω и скольжения β :

$$\Delta p = \Delta p(\mu, \omega, \beta).$$

Закон управления абсолютным скольжением:

$$\beta_{\text{опт}} = \beta_{\text{опт}}(\mu, \omega), \quad (1.14)$$

доставляющий минимум полных потерь, определяется отысканием условного экстремума функции $p(\rho, x_0)$ при фиксированных значениях μ и ω .

Отличительной особенностью этой работы является то, что закон управления по минимуму полных потерь (1.14) является функцией момента и скорости двигателя, которые отражают главную цель функционирования электропривода — обеспечение необходимой скорости при заданном моменте нагрузки. Оптимальная зависимость $\beta_{\text{опт}}(\mu, \omega)$ может быть реализована в современных системах управления асинхронного электропривода.

К работам более позднего периода, посвященным оптимизации режимов по минимуму потерь, относятся [28, 56, 57, 60, 82, 106].

Например, в [106] получено выражение электромагнитных потерь:

$$\Delta P_{\text{эм}} = B \frac{a(1-\varphi^2) + \varphi^2}{b(1-\varphi^2) + \varphi^2} + C \frac{\mu^2}{\varphi^2} + D \varphi^2 \alpha^k, \quad (1.15)$$

где μ , φ и α — относительные значения момента, потока и частоты тока статора, $\mu = MM_{\text{ном}}^{-1}$, $\varphi = \Phi \Phi_{\text{ном}}^{-1}$ и $\alpha = f_1 f_{1\text{ном}}^{-1}$; B , C и D — постоянные коэффициенты для данного двигателя; a и b — коэффициенты, подбираемые для описания участка кривой намагничивания, расположенного в интервале изменения потока; k — коэффициент, зависящий от типа стали, $k = 1, 3-1, 5$.

Исследование функции (1.15) на минимум дает аналитическое решение задачи в виде:

$$\varphi_{\text{опт}} = \varphi_{\text{опт}}(\mu, \alpha) = \sqrt{-\frac{a_1 A}{4} + \sqrt{\left(\frac{a_1 + A}{4}\right)^2 - y - \frac{a_1 y - a_3}{A}}}, \quad (1.16)$$

где a_1 — постоянный коэффициент; A , y , a_3 — переменные величины, зависящие от момента μ и частоты α .

Закон оптимального управления (1.16) реализуется в предлагаемой структуре системы скалярного управления асинхронного электропривода.

Таким образом, в [106] постановка задачи оптимизации режимов АД по минимуму потерь сведена к задаче, рассмотренной в [87–89].

Отличие заключается лишь в методике учета насыщения двигателя.

В работе [82] рассматривается применение принципов и методов синергетической теории управления для решения задачи энергосбережения. Критерием оптимизации режимов работы АД служит минимум электромагнитных потерь:

$$\Delta P_{\text{эм}} = m \left(\frac{\psi_r^2}{L_m^2} + \frac{4L_r^2}{p^2 m^2 L_m^2} \frac{M_c^2}{\psi_r^2} \right) r_s + \frac{4r_r}{m p^2} \frac{M_c^2}{\psi_r^2} + \Delta P_{\text{ст.н}} \left(\frac{\omega}{314} \right)^\beta \left(\frac{\psi_r}{\psi_{\text{н}}} \right)^2, \quad (1.17)$$

где ψ_r — потокосцепление обмотки ротора; M_c — момент статической нагрузки; ω — скорость двигателя; r_s и r_r — активные сопротивления обмоток статора и ротора; L_r — полная индуктивность обмотки ротора; L_m — взаимная индуктивность между статором и ротором; m и p — число фаз и пар полюсов двигателя; $\Delta P_{\text{ст.н}}$ и $\psi_{\text{н}}$ — потери в стали и потокосцепление ротора в номинальном режиме двигателя; β — коэффициент, зависящий от марки стали.

При поиске экстремума функции (1.17) индуктивности L_r и L_m принимаются постоянными, т. е. задача решается для двигателя с линейной магнитной цепью. Варьируемой переменной в (1.17) является потокосцепление ψ_r . Путем исследования функции (1.17) на экстремум находится закон оптимального управления потокосцеплением ротора (энергетический инвариант):

$$\psi_{\text{ропт}} = M_c^{1/2} \left(\frac{k_1}{k_2 + k_3 \omega^\beta} \right)^{1/4}, \quad (1.18)$$

где k_1 , k_2 и k_3 — постоянные коэффициенты.

Таким образом, отличие этой работы от других работ состоит в том, что здесь электромагнитные потери представлены в виде функции от момента M_c , скорости ω и потокосцепления ротора ψ_r , т. е.

$$\Delta P_{\text{эм}} = \Delta P_{\text{эм}}(M_c, \omega, \psi_r),$$

а оптимальный закон управления потокосцеплением ротора является функцией от момента нагрузки и скорости, в отличие от (1.3), где, также при допущении о линейности характеристики намагничивания, оптимальное скольжение определяется только частотой и не зависит от нагрузки. Кроме этого, представление функции качества относительно ψ_r обусловлено тем, что эта переменная является в то же время переменной состояния в динамической модели АД как объекта управления, которая используется при синтезе управляющих воз-

действий методами синергетической теории управления. Таким образом, закон (1.18) адаптирован к процедуре синергетического синтеза управлений для привода.

В работах [56, 57, 60] для оптимизации режимов АД вводятся углы фазовых смещений результирующих векторов токов и потокосцеплений. Синтез управлений производится по уравнениям в функции углов фазовых смещений векторов. Для оптимизации режимов АД используется критерий минимума полных потерь двигателя

$$\Delta P(M, \omega) = \Delta P_{\min}$$

при ограничениях $\omega_{\min} \leq \omega \leq \omega_{\max}$, $U_s \leq U_{s\max}$, $0 < M \leq M_{\max}$.

В работе [28] рассматривается оптимизация режимов работы по минимуму общих потерь мощности частотно-регулируемого асинхронного электропривода с автономным инвертором напряжения с широтно-импульсным способом формирования выходного напряжения. В модели общих потерь электропривода учтены модуляционные потери. Путем последовательного перебора напряжения основной гармоники при фиксированной частоте напряжения и заданной частоте модуляции получены законы оптимального управления, определяющие отношение напряжения к частоте статора для скалярных систем:

$$\left(\frac{U_1}{f_1} \right)_0 = C_1 + C_2 \sqrt{I_1} + C_3 f_1^2,$$

задание модуля вектора потокосцеплений обмотки ротора для векторных систем:

$$\Psi_r^* \approx C_4 + C_5 \sqrt{I_y^*},$$

и частоту модуляции:

$$f_{п.о} = C_6 + C_7 \sqrt{I_1},$$

где C_1, \dots, C_7 — постоянные коэффициенты, зависящие от параметров электропривода.

В плане реализации оптимальных по минимуму потерь режимов в асинхронных электроприводах отметим работы [152, 158, 165, 166, 168, 169]. Так, в [166] предлагается система управления, в которой предусмотрен экстремальный регулятор, обеспечивающий после определенного количества циклов включения минимальное потребление из сети активной мощности. В [152] описывается метод достижения

оптимального КПД асинхронного электропривода. Предложена система адаптивного управления величиной магнитного потока АД, основанная на прямом измерении выходной мощности электропривода. Адаптивное управление обеспечивает работу двигателя с минимальными потерями. При этом магнитный поток статора изменяется ступенями. В работе [168] рассматривается принцип управления АД для получения оптимального КПД в статическом режиме. Показано существование оптимальных величин магнитного потока и скольжения. Учитывается насыщение магнитной цепи. В [158, 165] предлагается система управления, обеспечивающая повышение КПД путем регулирования магнитного потока АД. Проведено исследование влияния насыщения магнитной цепи АД на оптимальное скольжение, показывающее сильную зависимость скольжения от скорости и момента нагрузки. Управление электроприводом разделено на две стадии. Сначала методом проб и ошибок определяется оптимальное скольжение. Полученные результаты табулируются в памяти микропроцессорного регулятора. Работа АД с оптимальным КПД обеспечивается путем отработки оптимального скольжения, задаваемого таблицей. Показано, что при неизменной мощности на выходе системы за счет оптимизации мощность на входе уменьшается на 10–30 %.

1.2. Оптимизация режимов по минимуму тока

В начале 70-х годов прошлого столетия широкое развитие получила концепция рационального частотного управления, основанная на оптимизации режима АД путем управления по минимуму тока статора. Задача оптимального управления по минимуму тока статора была поставлена в работе [51]. Позднее в [16] было получено условие минимума тока с учетом нелинейности характеристики намагничивания АД. Задача оптимизации по минимуму тока рассматривалась также в работах [2, 59, 128–131]. В результате проведенных теоретических и экспериментальных исследований было установлено, что главным преимуществом режима минимума тока статора является возможность получения моментов, значительно превышающих паспортную величину критического момента, при отношениях тока статора к моменту более благоприятных, чем в точке номинального режима. Потери

в двигателе при управлении по минимуму тока статора практически не отличаются от минимально достижимых потерь. Управление по минимуму тока статора обеспечивает высокий коэффициент мощности по основным гармоникам выходного напряжения и тока преобразователя частоты. Высказано предположение о том, что в режиме минимума тока обеспечиваются также близкие к минимальным потери в преобразователе частоты. Этот закон инвариантен к скорости, поэтому наиболее просто реализуется в системах электропривода с управляемым скольжением. В то же время для реализации режима минимального тока требуется повышенное напряжение статора. На основании существенных положительных свойств закон управления по минимуму тока статора был рекомендован в качестве универсального закона технически оптимальной системы частотного управления асинхронным электроприводом.

Другим важным результатом является вывод о необходимости учета насыщения главной магнитной цепи двигателя как фактора, имеющего принципиальное значение для достоверного решения задачи оптимизации по минимуму тока и минимуму потерь двигателя.

Режим минимального тока статора АД рассматривался также в работах [62, 63, 67–69, 87, 109, 119, 126, 132, 139, 151].

С учетом различных допущений (линейности характеристики намагничивания, ограничения магнитного потока на номинальном уровне и др.) задача оптимального управления по минимуму тока некоторыми исследователями была сведена к задаче стабилизации скольжения или магнитного потока в воздушном зазоре АД. Например, в [136] предлагается задавать абсолютное скольжение $\beta_{\text{опт}} = r_2(x_0 + x_2)^{-1} < \beta_{\text{ном}}$.

Впервые режим АД при постоянстве магнитного потока был исследован А. А. Булгаковым как режим повышенной перегрузочной способности с жесткими механическими характеристиками. Но оптимальным или близким к оптимальному по минимуму потерь этот режим стали считать несколько позже. Например, с целью наилучшего использования двигателя по потерям в [147] было предложено при любой скорости двигателя независимо от диапазона изменения момента нагрузки на валу осуществлять управление вблизи режима постоянства магнитного потока. Аналогичные выводы получены в работах [5, 12, 72, 132].

В то же время в работах в [17] и [87] показано, что режим работы АД при постоянном магнитном потоке может рассматриваться как близ-

кий к оптимальному режиму только в определенной зоне изменения момента, не превышающего номинальное значение, и частотах значительно ниже номинальной частоты. Величина потока в режиме минимума потерь в вероятной зоне нагрузок при всех частотах превышает поток идеального холостого хода, который рекомендуется стабилизировать в системах управления.

Следовательно, различие допущений, принятых при постановке задачи, приводит к противоречивым выводам, что требует более полного учета факторов при определении закона оптимального управления.

1.3. Многокритериальная оптимизация режимов

В начале 80-х годов прошлого века Р. Т. Шрейнер [110] дает обоснование необходимости теоретического и практического решения задач оптимизации асинхронного электропривода в двух постановках, рассматривая электропривод как объект экстремального управления.

В первой постановке цель управления электроприводом заключается в обеспечении при заданных условиях технологической задачи скорости ($\omega_{\text{зад}}$) и момента статического сопротивления производственного механизма (m_c) экстремального (наилучшего в определенном смысле) режима электропривода. При этом задача экстремального управления состоит в отыскании управления, обеспечивающего наиболее выгоднейший режим привода либо по одному из выбранных частных критериев оптимальности:

$$\left. \begin{aligned} J_1 = I_1 &= \min; \\ J_2 = U_1 &= \min; \\ J_2 = S_1 &= \min; \\ \dots\dots\dots \\ J_n &= \text{extremum}, \end{aligned} \right\} \quad (1.19)$$

либо по обобщенному критерию:

$$J = k_1 J_1 + k_2 J_2 + \dots + k_n J_n = \text{extremum}, \quad (1.20)$$

где k_1, k_2, \dots, k_n — весовые коэффициенты.

Для решения задач (1.19) и (1.20) предложен подход, в соответствии с которым объект управления — асинхронный двигатель — представ-

ляется системой, обладающей тремя степенями свободы. Состояние этой системы однозначно определяется значениями трех координат: скоростью (ω), моментом (m) и абсолютным скольжением (β) двигателя. Исходя из функционального назначения электропривода, заключающегося в получении требуемой скорости при заданном моменте нагрузки m_c , первые две координаты относятся к числу заданных, а третья рассматривается в качестве независимого параметра управления. В этом случае показатели качества становятся функциями от ω , m и β :

$$J_j = J_j(m, \omega, \beta), \quad (j = 1, \dots, n).$$

Варьируя параметр β , можно обеспечить наивыгоднейший режим работы привода в заданной точке (m, ω) по различным критериям качества. Решение аналогичной задачи для совокупности точек (m, ω), соответствующей заданному диапазону регулирования скорости и изменения момента нагрузки, позволяет определить законы экстремального управления в виде:

$$\beta_{\text{э}j} = f_j(m, \omega), \quad (j = 1, \dots, n).$$

Важно отметить, что эффективность режимов привода здесь трактуется с позиций привлечения некоторой совокупности показателей качества и в общем случае выбор закона управления исходит из достижения экстремального значения комплексного показателя качества, характеризующего эффективность работы как электропривода в целом, так и отдельных его элементов. С точки зрения теории принятия решений такой закон управления отвечает решению задачи многокритериальной оптимизации. В дальнейшем этот подход получил развитие в работах [113, 114, 124].

Вторая постановка задачи экстремального управления предполагает наиболее полное использование ограниченных энергетических ресурсов асинхронного двигателя и преобразователя частоты при перегрузках привода. Здесь учитывается то обстоятельство, что каждый электропривод имеет ограниченные предельно допустимые значения тока и напряжения, которые могут быть подведены от преобразователя к двигателю. В некоторых случаях могут быть ограничены потери в двигателе и преобразователе, а также ряд других переменных системы. Экстремальная задача сводится к обеспечению максимума механической мощности двигателя,

$$J = P_2 = \max ,$$

в любой точке предписанного диапазона выходной координаты привода при наличии ограничений, в частности на ток и напряжение преобразователя частоты. Данная постановка задачи получила развитие в работах [75, 76, 80, 122, 123].

Решение задач оптимального управления АД с использованием комплексных показателей качества рассматривалось в работах [31, 55, 62, 67–69, 98]. Так, [31] анализирует закон управления абсолютным скольжением, при котором доставляется максимум произведения коэффициента полезного действия (η) на коэффициент мощности ($\cos \varphi_1$) двигателя. Выражение показателя качества для АД с линейной магнитной цепью приводится к виду:

$$\eta \cos \varphi_1 = \frac{\alpha \beta - A \beta^2 - B}{\alpha \sqrt{D \beta^2 + C}} , \quad (1.21)$$

где α , β — относительные частоты токов статора и ротора, $\alpha = f_1 / f_{1\text{ном}}$, $\beta = f_2 / f_{2\text{ном}}$; A , B , D и C — постоянные коэффициенты, определяемые через параметры схемы замещения.

Максимум функции (1.21) находится при фиксированном значении частоты α путем варьирования β . Аналитическое решение задачи на максимум функции (1.21) выражается зависимостью:

$$\beta_{\text{опт}} = \beta_{\text{опт}} \sqrt[3]{\alpha} . \quad (1.22)$$

При использовании закона (1.22) накладываются ограничения на скольжение и поток, так как полагается, что скольжение $\beta_{\text{опт}}$ не должно превышать значение скольжения $\beta_{\text{ном}}$ ввиду возрастания электрических потерь в обмотках, а основной поток не может быть больше магнитного потока в номинальном режиме.

Сравнение (1.22) с законами управления при $\beta = \beta_{\text{ном}}$ и оптимальным по минимуму потерь, предложенными в [15], показывает предпочтение закона управления по максимуму $\eta \cos \varphi_1$ с точки зрения экономичности работы двигателя.

Для повышения экономичности частотного управления в [55] предлагается учитывать реактивную энергию, потребляемую двигателем от преобразователя частоты. Используя в качестве критерия экономичности годовые приведенные затраты, авторы делают вывод о том, что закон (1.1) наиболее экономичен при высоких, а закон (1.3) — при низких скоростях двигателя.

В работе [98] утверждается, что технико-экономические показатели двигателя в наиболее полном объеме учитываются, если закон частотного управления определяется из условия обеспечения минимума той части расчетных затрат, которая зависит от КПД и коэффициента мощности двигателя.

Заметим, что в работах [55, 98] решения задач оптимизации и сравнительный анализ режимов даются для АД с линейной характеристикой намагничивания.

В работах [62, 63, 67–69] рассматривается один из возможных подходов к построению оптимальных по энергетическим критериям законов векторного управления асинхронными электроприводами, учитывающих электромагнитные переходные процессы и обеспечивающих улучшенные динамические характеристики системы управления электропривода по управляющему и возмущающему воздействиям. Подход основан на методе структурного синтеза алгоритмов векторного управления АД, позволяющем совместить статическую оптимизацию по произвольным технико-экономическим критериям с быстродействием, достаточным для большинства общепромышленных электроприводов. В качестве критерия статической оптимизации рассматривается минимум тока статора, обеспечивающий в первой зоне регулирования максимальную перегрузочную способность привода. Приведены результаты сравнительного анализа эффективности оптимизации установившихся режимов и алгоритмы управления приводом в переходных процессах «в большом» при ограничениях.

В работе [69] описывается система электропривода, квазиоптимальная по критерию минимума тока статора. Предлагается при моментах $M < 1$ использовать режим минимального тока, а при $M \geq 1$ — режим постоянства потока ротора. При отыскании закона управления по минимуму тока статора не учитывается насыщение двигателя, а исходным является выражение:

$$M_e = c \frac{L_m^2}{L_r} I_s^2 \cos \Delta\gamma \sin \Delta\gamma,$$

где M_e — электромагнитный момент; c — константа; L_m , L_r — индуктивности, обусловленные потоком взаимной индукции и полным потоком, сцепленными с обмоткой ротора; I_s — модуль вектора токов статора; $\Delta\gamma$ — электрический угол между векторами токов статора и потокосцеплений ротора.

Условие минимума тока сводится к условию максимума момента при постоянстве модуля вектора токов статора:

$$\frac{\partial M_e}{\partial \Delta\gamma} = 0. \quad (1.23)$$

Решение задачи выражается в постоянстве угла между векторами токов статора и потокосцеплений ротора:

$$\Delta\gamma^{\text{opt}} = \frac{\pi}{4} \text{sign}(M_e).$$

В [71] рассматривается подход к синтезу алгоритмов регуляторов системы управления оптимизированного асинхронного электропривода с учетом насыщения АД. Кривая намагничивания машины представлена в виде зависимости потокосцепления ротора ψ_r от составляющей тока статора i_{sd} :

$$\psi_r = \sum_{j=1,3,\dots}^{2n-1} k_j i_{sd}^j,$$

где k_j — постоянные коэффициенты.

Критерий минимума тока статора записывается аналогично (1.23), а критерий минимума потерь — $\frac{\partial \Delta P}{\partial \Delta\gamma} = 0$.

Экономический эффект определяется с помощью выражения:

$$EE = \frac{\Delta P^{\text{trad}} - \Delta P^{\text{opt}}}{\Delta P^{\text{trad}}} 100\%,$$

где ΔP^{trad} — потери в системе электропривода с традиционным способом управления ($\psi_r = \text{const}$); ΔP^{opt} — потери в системе, оптимизированной по одному из рассмотренных критериев.

В работах [61–63] постановка задачи оптимизации асинхронного электропривода аналогична постановке задачи, приведенной в [69]. Отличие состоит в аппроксимации нелинейной зависимости модуля вектора потокосцеплений обмотки ротора от потокообразующей составляющей тока статора $\psi_r = f(i_{sd})$. Техническая реализация алгоритмов векторного управления АД осуществляется путем дополнения структуры замкнутого контура скорости специальным блоком, преобразующим задания на электромагнитный момент в оптимальные значения I_s^{opt} и $\Delta\gamma^{\text{opt}}$ в полярной системе координат.

В работах [56, 57, 60] предлагается критерий оптимизации по максимуму отношения момента к току статора, названный критерием максимума коэффициента электромеханической связи:

$$K_{\text{эм}} = \frac{M}{I_s} \rightarrow \max \quad (1.24)$$

при ограничениях на напряжение и ток статора

$$U_s \leq U_{s\text{max}}, \quad 0 < I_s \leq (5-7)M_{\text{эм}}.$$

Для решения задачи оптимизации в качестве варьируемой переменной предполагается, аналогично [69, 71], использовать угол фазового смещения векторов токов и потокосцеплений.

Резюме главы 1

Анализ работ по оптимизации режимов асинхронных двигателей выявляет наличие двух подходов. При первом подходе минимизируется один показатель качества, которым в большинстве случаев являются электромагнитные полные потери либо ток статора двигателя. При втором подходе выбирается совокупность показателей качества, а решение задачи сводится к поиску экстремума сконструированного по определенным правилам обобщенного показателя качества, например в виде суммы частных показателей качества с соответствующими весовыми коэффициентами или в виде произведения частных показателей.

Решение задач оптимизации осуществляется при разном уровне идеализации модели магнитной цепи двигателя: без учета и с учетом насыщения. В первом случае, характерном для начального этапа становления теории частотного управления асинхронными двигателями, получают аналитическое решение (законы М. П. Костенко, А. А. Булгакова и др.). Во втором же случае решение задачи оптимизации определяется с привлечением поисковых численных методов.

С практической точки зрения наиболее важными являются результаты исследований режимов, которые получены при учете насыщения главной магнитной цепи двигателя. Законы управления, выведенные для двигателя с линейной характеристикой намагничивания,

могут быть справедливыми лишь в частных случаях, например при работе двигателя с малыми нагрузками или при определенных условиях в системах управления электроприводов при двухзонном регулировании скорости. Необходимость учета насыщения обусловлена тем, что в действительности главный магнитный поток при оптимизации режимов двигателя изменяется в широких пределах, включая область насыщения.

Важную роль при практической реализации оптимальных режимов в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах имеет состав переменных, зависимость между которыми определяется законом оптимального управления. Этот состав переменных должен быть согласован с принципом построения системы управления асинхронного электропривода.

При выявлении энергетической эффективности законов оптимального управления используется принцип сравнительной оценки, основанный на непосредственном сопоставлении полученных характеристик с характеристиками двигателя при ранее известных (традиционных) законах частотного управления.

Глава 2. ОПТИМИЗАЦИЯ РЕЖИМОВ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

В этой главе дается краткий обзор постановок и решений задач оптимизации режимов синхронных двигателей. В синхронном электроприводе в зависимости от мощности и области применения используются разные типы синхронных двигателей (СД), обладающих как объекты управления различными возможностями. В частности, приведены постановки и решения следующих задач оптимизации СД:

- по минимуму потерь при переменном магнитном потоке;
- по минимуму потерь при постоянном магнитном потоке;
- по минимуму потерь при двухзонном регулировании скорости.

2.1. Оптимизация режимов по минимуму потерь при переменном потоке

В работе [100] оптимизируются статические режимы работы СД при питании обмотки якоря от преобразователя частоты. Синхронный двигатель рассматривается как объект управления, обладающий четырьмя степенями свободы, в качестве которых выбраны момент, скорость, напряжение и поток. Скорость и момент являются выходными параметрами, которые определяются условиями технологического процесса. Магнитный поток и напряжение — параметры управления, варьируя которые можно получить различные режимы работы СД при одних и тех же значениях скорости и момента. Эффективность этих режимов оценивается по значениям КПД, активной и реактивной мощностей, активной и реактивной составляющих

тока статора. Установлено, что оптимальные по различным критериям значения угла нагрузки не совпадают и в общем случае зависят от момента, магнитного потока и частоты тока. Однако существует сравнительно узкая область значений угла нагрузки, внутри которой все основные параметры имеют экстремальные значения.

Авторами работы [100] ставится задача выявления оптимальных режимов неявнополюсного СД без демпферной клетки. При общепринятых в теории СД допущениях учитывается насыщение по основному потоку. Исходное уравнение суммарных потерь в меди и стали СД записывается в относительных единицах:

$$\Delta p = r_s(i_{sp}^2 + i_{st}^2) + r_r(i_{rp}^2 + i_{rt}^2) + \psi_\delta^2(\sigma_\Gamma |v| + \sigma_{\text{вх}} |v^2|), \quad (2.25)$$

где Δp — суммарные потери в меди и стали; i_{sp} , i_{st} , i_{rp} и i_{rt} — проекции тока статора и ротора на оси τ , ρ ; σ_Γ и $\sigma_{\text{вх}}$ — коэффициенты, учитывающие влияние качества материала стали на потери от гистерезиса и вихревых токов; r_s и r_r — активные сопротивления статора и ротора; ψ_δ — потокосцепление в зазоре машины; v — скорость ротора.

Для определения минимума Δp выражение (2.25) преобразуется к виду

$$\Delta p = \Delta p(\psi_\delta, i_{sp}, m, v), \quad (2.26)$$

где m — электромагнитный момент.

В (2.26) потокосцепление ψ_δ и ток i_{sp} рассматриваются как независимые переменные при определении условий минимума потерь:

$$\frac{\partial \Delta p}{\partial \psi_\delta} = r_r(i_\mu - i_{sp}) \frac{\partial i_\mu}{\partial \psi_\delta} - (r_s + r_r) \frac{m^2}{\psi_\delta^3} + \psi_\delta(\sigma_\Gamma |v| + \sigma_{\text{вх}} |v^2|) = 0,$$

$$\frac{\partial \Delta p}{\partial i_{sp}} = r_s i_{sp} - r_r(i_\mu - i_{sp}) = 0,$$

где i_μ — намагничивающий ток.

Откуда следует решение:

$$m^2 = \psi_\delta^4 \left[\frac{r_s r_r}{(r_s + r_r)^2} \frac{i_\mu}{\psi_\delta} \frac{\partial i_\mu}{\partial \psi_\delta} + \frac{\sigma_\Gamma |v| + \sigma_{\text{вх}} |v^2|}{r_s + r_r} \right]; \quad (2.27)$$

$$i_{sp} = \frac{r_r}{r_s + r_r} i_\mu. \quad (2.28)$$

Выражения (2.27) и (2.28) используются при разработке алгоритма формирователя заданий системы управления синхронного электропривода с подчиненным регулированием координат.

Для СД явнополюсного исполнения при выявлении режима минимальных потерь в качестве независимых переменных в работе [101] используются потокосцепление в зазоре ψ_δ , угол υ между вектором потокосцеплений в зазоре и осью d системы координат (d, q) и ток ротора i_{rd} . Условия минимума потерь записываются в следующем виде:

$$\begin{aligned}\frac{\partial \Delta p}{\partial \psi_\delta} + \lambda \frac{\partial m}{\partial \psi_\delta} &= 0, \\ \frac{\partial \Delta p}{\partial \upsilon} + \lambda \frac{\partial m}{\partial \upsilon} &= 0, \\ \frac{\partial \Delta p}{\partial i_{rd}} + \lambda \frac{\partial m}{\partial i_{rd}} &= 0,\end{aligned}$$

где λ — множитель Лагранжа.

Задача формулируется следующим образом: «*найти законы экстремального управления $\psi_\delta = \psi_\delta(m, \upsilon)$ и $i_{sp} = i_{sp}(m, \upsilon)$, обеспечивающие получение выходных координат двигателя (скорости и момента) при минимальных значениях суммарных потерь*» (курсив наш — В. П. и Р. Ш.).

2.2. Оптимизация режимов по минимуму потерь при постоянном потоке

Режим минимальных потерь явнополюсного СД при постоянном потоке ($\psi_\delta = \text{const}$) способствует улучшению технико-экономических показателей при сохранении динамических характеристик привода. В [101] в качестве независимых переменных энергетической модели СД выбраны υ и i_{rd} . Условия минимума потерь в этом случае принимают вид:

$$\begin{aligned}\frac{\partial \Delta p}{\partial \upsilon} + \lambda \frac{\partial m}{\partial \upsilon} &= 0; \\ \frac{\partial \Delta p}{\partial i_{rd}} + \lambda \frac{\partial m}{\partial i_{rd}} &= 0.\end{aligned}$$

Откуда находятся соотношения между переменными, отвечающими минимуму потерь СД. Приводятся решения задач без учета и с учетом насыщения по главной магнитной цепи СД.

В монографии [24] выбор оптимальных режимов СД понимается как выбор функциональной зависимости вектора электромагнитных контуров от момента m и скорости ω двигателя, которые как функции времени в конечном счете определяются требованиями рабочей машины. Оптимальные режимы СД рассматриваются как установившиеся. Показано, что высококачественные системы подчиненного регулирования могут поддерживать оптимальные режимы с практической точностью также в динамике.

Критерием качества режимов электропривода служит мощность эквивалентных потерь, включающая электромагнитные потери в СД с приближенным учетом потерь в преобразователе частоты и возбудителе:

$$\Delta P_{\Sigma} = r_{s\Sigma} i_s^2 + r_{fd\Sigma} i_{fd}^2 + g(\omega) \psi_{\delta}^2, \quad (2.29)$$

где $r_{s\Sigma}$ и $r_{fd\Sigma}$ — постоянные эквивалентные параметры; i_s и i_{fd} — токи обмоток якоря и возбуждения; $g(\omega)$ — коэффициент потерь, зависящий от скорости (частоты); ψ_{δ} — главное потокоцепление.

В выражении (2.29) токи i_s и i_{fd} зависят от момента M и угла ν . Режим минимума потерь при неизменном основном потоке выполняется при условии

$$\left. \frac{\partial}{\partial \nu} \Delta P_{\Sigma} \right|_{\substack{M = \text{const} \\ \psi_{\delta} = \text{const}}} = 0,$$

из которого следует уравнение оптимального тока возбуждения:

$$i_{fd\text{opt}}^2 + 2ci_{fd\text{opt}} + d = 0. \quad (2.30)$$

Коэффициенты уравнения (2.30) для насыщенной машины определяются выражениями:

$$c = \frac{1}{2} \left[- \left(1 + \frac{r_{s\Sigma}}{r_{s\Sigma} + r_{fd\Sigma}} \right) i_{\Sigma^d} + \frac{\partial i_{\Sigma^q}}{\partial \nu} - \left(i_{\Sigma^q} + \frac{r_{fd\Sigma}}{r_{s\Sigma} + r_{fd\Sigma}} \frac{\partial i_{\Sigma^d}}{\partial \nu} \right) \right];$$

$$d = - \frac{r_{s\Sigma}}{r_{s\Sigma} + r_{fd\Sigma}} (i_{\Sigma^d} + i_{\Sigma^q} \operatorname{tg} \nu) \left(-i_{\Sigma^d} + \frac{\partial i_{\Sigma^q}}{\partial \nu} \right),$$

где $i_{\Sigma d}$ и $i_{\Sigma q}$ — суммарные токи СД по осям d и q прямоугольной системы координат.

В [85] предложены законы управления СД, обеспечивающие максимально возможный КПД либо отсутствие потребления реактивной мощности с приближенной реализацией законов формирования заданий.

2.3. Оптимизация режимов по минимуму потерь при двухзонном регулировании скорости

В синхронных электроприводах с двухзонным регулированием скорости рекомендуется [24] в нижней зоне регулирования скорости использовать режимы с минимизацией потерь как при постоянстве основного потока, так и при переменном потоке, в зависимости от требований к динамике привода. В верхней зоне наиболее целесообразны режимы с минимизацией потерь при ограничении полного потокосцепления якоря.

В работе [26] описывается синхронный частотно-управляемый электропривод с двухзонным регулированием скорости. Система управления синтезирована в осях d и q . Формирователь заданий обеспечивает близкие к минимуму потерь режимы явнополюсного СД с продольным электромагнитным возбуждением. В приводе минимизируются эквивалентные электромагнитные потери энергии, учитывающие основные и добавочные потери СД, а также потери в преобразователе частоты и возбудителе. Показано, что можно не только снизить потери, но и рационально их распределить.

В работе [20] решается задача оптимизации режимов частотно-управляемых СД комбинированного возбуждения. В качестве критерия оптимизации режимов СД выбирается также минимум эквивалентных потерь при каждом значении момента и скорости. Параметры оптимизации — поток в воздушном зазоре и угол нагрузки. Задача решается с учетом насыщения итерационными методами Ньютона — Рафсона и деформируемого многогранника.

В работе [21] рассматриваются ближайшие и долгосрочные перспективы регулируемых электроприводов переменного тока мощно-

стью от 0,5 МВт с пониженными потерями энергии за счет оптимизации магнитного потока двигателя.

2.4. Оптимизация режимов синхронных двигателей в схеме вентильного двигателя

При оптимизации режимов вентильных двигателей (ВД) также существуют различные варианты постановок задач. В большинстве случаев оптимизация режимов ВД связана с обеспечением максимального коэффициента мощности двигателя. Например, [162] рассматривает регулирование угла опережения для повышения коэффициента мощности электроприводов с синхронными машинами при питании от зависимого инвертора. Путем поддержания независимо от нагрузки и скорости минимального угла управления достигается максимально возможный коэффициент мощности.

В [154] оптимизируют коэффициент мощности ВД за счет независимого регулирования тока на выходе выпрямителя, угла управления инвертора и тока возбуждения двигателя. Отмечается, что для получения высокого коэффициента мощности угол управления инвертора должен быть минимальным.

В [143] и [145] предлагается управление ВД с постоянным минимальным углом запаса на коммутацию для получения максимального КПД и коэффициента мощности.

В [163] дается описание системы управления ВД, обеспечивающей прием нагрузки при максимальном КПД.

В работе [44] рассматривается электропривод с ВД с узлами искусственной коммутации для снижения диапазона изменения углов опережения. В этом случае уменьшаются габариты магнитной системы вследствие ослабления реакции якоря и увеличения продольной составляющей основного потока, а также обеспечивается режим работы с $\cos \varphi = 1$, что позволяет повысить КПД.

В работах [40, 41] исследуются оптимальные режимы работы и способы управления ВД, обеспечивающие минимальные потери. Разработана методика поиска оптимальных параметров управления. Проведены расчеты характеристик ВД при заданной характеристике нагрузки. Получены соответствующие характеристики изменения параметров управления в функции тока якоря или частоты вращения.

Резюме главы 2

Наиболее распространенными типами синхронных двигателей при частотном способе регулирования скорости являются двигатели с электромагнитным возбуждением и с постоянными магнитами. В последние годы уделяется внимание синхронным реактивным двигателям с анизотропией ротора при питании обмотки якоря от преобразователей частоты ввиду их высокого коэффициента полезного действия и надежности.

Для синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением характерны постановки задач оптимизации режимов как при переменном, так и при постоянном основном магнитном потоке. В последнем случае обеспечивается высокая динамика привода. В качестве критерия оптимизации используется минимум полных потерь двигателя либо минимум полных потерь двигателя с приближенным учетом потерь в преобразователе частоты. Для синхронных двигателей получили развитие постановки задач оптимизации не только при однозонном, но и при двухзонном регулировании скорости.

Режимы синхронных двигателей с постоянными магнитами оптимизируются, как правило, по критерию минимума полных потерь двигателя или минимума полного тока якоря. Типовым же режимом синхронных двигателей с постоянными магнитами является режим, при котором обеспечивается отсутствие продольного тока якоря.

Синхронные двигатели в схеме вентильного двигателя имеют также разные постановки задач. Оптимизация режимов ВД большой мощности связана с обеспечением максимального коэффициента мощности двигателя, что способствует снижению габаритной мощности преобразователя частоты, питающего обмотку якоря. Рассматриваются также задачи оптимизации режимов по минимуму потерь (максимуму КПД).

Основные допущения, принимаемые в математических моделях силовой части синхронных электроприводов, предназначенных для решения задач оптимизации режимов двигателей, касаются учета насыщения главной магнитной цепи.

Глава 3. ОПТИМИЗАЦИЯ РЕЖИМОВ АСИНХРОНИЗИРОВАННЫХ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

В этой главе приведен краткий обзор задач оптимизации асинхронизированного синхронного двигателя (АСД). Известно [107], что основным энергетическим достоинством АСД является возможность регулирования реактивной мощности в цепи обмотки статора в широких пределах. Поэтому одним из важных энергетических режимов АСД является режим регулирования на заданном уровне реактивной мощности статора либо реактивной составляющей тока статора или ротора.

Другим режимом, обеспечивающим повышение энергетической эффективности электропривода с АСД, является режим работы с минимальными электрическими потерями. Минимизация электрических потерь путем распределения токов в обмотках позволяет снизить потери, по данным [108], на 15–30 % для машин мощностью 500–3500 кВт.

3.1. Оптимизация режимов по минимуму потерь

В работе [107] при минимизации потерь в обмотках двигателя $\Delta P_{\text{об}}$ используется выражение:

$$\Delta P_{\text{об}} = I^2 r + I_f^2 r_f = r \frac{P^2 + Q^2}{U^2} + \frac{x^2 r_f}{x_a^2 U^2} \left[P^2 + \left(Q + \frac{U^2}{x} \right)^2 \right], \quad (3.31)$$

где I и I_f — токи обмоток статора и ротора; r и r_f — активные сопротивления обмоток статора и ротора; U , P и Q — напряжение, активная и реактивная мощности статора; x и x_a — полное индуктивное

сопротивление обмотки статора и индуктивное сопротивление, обусловленное реакцией якоря.

В выражении (3.31) при определении токов пренебрегается активным сопротивлением обмотки статора ($r = 0$) и насыщением магнитной цепи ($x = \text{const}$ и $x_a = \text{const}$). Напряжение U и мощность P предполагаются заданными, а Q является варьируемой величиной. Минимальное значение потерь находится из условия $\partial \Delta P_{\text{об}} / \partial Q = 0$. В результате оптимальное значение реактивной мощности

$$Q = Q_{\min} = -\frac{U^2}{x + x_a^2 r / x r_f}.$$

3.2. Оптимизация режимов по минимуму тока ротора

Минимальная мощность преобразователя частоты в цепи ротора соответствует минимально возможному току двигателя при заданных значениях U и P . Ток ротора определяется выражением:

$$I_f = \frac{x}{x_a U} \sqrt{P^2 + \left(Q + \frac{U^2}{x} \right)^2}.$$

Условию минимума тока соответствует $\partial I_f / \partial Q = 0$, из которого находится оптимальное значение реактивной мощности

$$Q_{\min} = -\frac{U^2}{x}.$$

Практический интерес представляет режим минимизации токов, протекающих в роторе АСД. Этот режим наиболее важен с точки зрения сокращения объема преобразовательного оборудования. В АСД, где потокосцепление статора практически постоянно, минимально возможный ток ротора достигается при отсутствии потребления реактивной мощности со стороны обмотки ротора. В этом случае при номинальном моменте полный ток ротора равен номинальному активному току ротора (для двигателя мощностью 500–3500 кВт возможно уменьшение тока ротора на 9–12% [107]). Минимизация тока ротора позволяет уменьшить установленную мощность преобразователя, являющегося наиболее дорогостоящим элементом силовой части электропривода.

В работе [94] решается задача максимального использования габаритной мощности двигателя, что соответствует режиму работы двигателя

при отсутствии потребления реактивной мощности со стороны обмотки статора. Пренебрегая активным сопротивлением обмотки статора и насыщением машины, авторы получают электрические и энергетические характеристики двигателя, зависящие от момента и скорости двигателя при постоянстве полного потокосцепления обмотки статора.

3.3. Оптимизация режимов по минимуму потерь при двухстороннем управлении

Представляют интерес результаты исследования оптимального режима, обеспечивающего минимум суммарных потерь машины с фазным ротором при одновременном регулировании частоты вращения со стороны статора и ротора. Принципы построения систем управления такой машиной, названной *обобщенной машиной переменного тока*, рассмотрены в [54].

В работе [108] приводятся результаты исследования статического режима машины двойного питания при одновременном регулировании со стороны статора и ротора. Показателем качества является КПД машины. При расчете потерь принимается ряд допущений: потери в стали пропорциональны квадрату частоты токов и основного потока; материал и объем стали статора и ротора один и тот же; характеристика намагничивания двигателя кусочно-линейная с постоянной взаимоиндукцией на каждом отрезке; механические потери пропорциональны квадрату скорости двигателя. Постановка задачи заключается в определении магнитного потока, токов и частот токов статора и ротора, обеспечивающих максимальный КПД при заданных значениях момента нагрузки и скорости двигателя. Для получения максимума КПД минимизируются потери двигателя. Система координат при записи выражения потерь ориентируется по результирующему вектору основного потока. В качестве независимых координат выбираются поток, одна из составляющих токов статора и частота тока статора. При таком составе независимых переменных необходимыми условиями минимума потерь являются:

$$\frac{\partial \Delta p}{\partial \omega_1} = 0 ; \quad \frac{\partial \Delta p}{\partial \Phi_\delta} = 0 ; \quad \frac{\partial \Delta p}{\partial I_{1g}} = 0 ,$$

где ω_1 — частота тока статора; Φ_δ — основной магнитный поток; I_{1g} — составляющая тока статора.

Откуда следуют оптимальные законы изменения основного потока, частот, токов статора и ротора в зависимости от момента m и скорости ω двигателя:

$$\omega_1 = -\omega_2 = \frac{1}{2}\omega; \quad (3.32)$$

$$\Phi_\delta = M(r_1 + r_2)m \sqrt{\frac{2}{k_1 M^2 (r_1 + r_2) \omega^2 + 2r_1 r_2}}; \quad (3.33)$$

$$I_1 = \sqrt{\left(\frac{r_2 \Phi_\delta}{M(r_1 + r_2)}\right)^2 + \left(\frac{m}{\Phi_\delta}\right)^2}; \quad (3.34)$$

$$I_2 = \sqrt{\left(\frac{r_1 \Phi_\delta}{M(r_1 + r_2)}\right)^2 + \left(-\frac{m}{\Phi_\delta}\right)^2}. \quad (3.35)$$

Анализируя полученное решение, авторы [108] делают следующие выводы. Для минимизации потерь необходимо в любом режиме поддерживать равенство абсолютных значений частот напряжений статора и ротора половине частоты вращения ротора, а магнитный поток изменять пропорционально корню квадратному из отношения момента на валу к частоте вращения ротора. В зоне малых скоростей и больших нагрузок поток превышает номинальный в два раза, поэтому его надо ограничивать на уровне $\Phi_\delta = 1,3$.

Отметим, что согласно выражениям (3.33)–(3.35) оптимальный поток, токи статора и ротора являются функцией от m и ω .

В работе [18] рассматривается машина переменного тока с фазным ротором с позиций АСД при питании от двух преобразователей частоты с непосредственной связью. Система автоматического управления электропривода построена по принципам подчиненного регулирования координат. Показаны возможности оптимизации энергетических режимов АСД. Рассмотрена задача минимизации потерь на возбуждение двигателя:

$$\Delta P = x_m^{-1} (r_s k_s^2 + r_r k_r^2) \psi_{\delta g}, \quad (3.36)$$

где r_s , $g(\omega)$ и x_m — постоянные параметры двигателя; k_s и k_r — долевые коэффициенты, удовлетворяющие условию $k_s + k_r = 1$; $\psi_{\delta g}$ — заданное значение потокосцепления в зазоре.

Варьируемой переменной в выражении (3.36) является один из долевых коэффициентов. При заданном значении $\psi_{\delta g}$ минимум потерь на возбуждение обеспечивается при

$$k_s = \frac{r_r}{r_s + r_r}; \quad k_r = \frac{r_s}{r_s + r_r}.$$

Показан вариант управления потоком двигателя с целью минимизации потерь в меди и стали двигателя:

$$\Delta P = \Delta P_{\text{Cu}} + \Delta P_{\text{Fe}} = (r_s i_s^2 + r_r i_r^2) + g(\omega) \psi_{\delta g}^2.$$

Минимум потерь достигается при потокосцеплении в зазоре

$$\psi_{\delta g} = \sqrt[4]{(r_s + r_r) \left[\frac{r_s r_r}{r_s + r_r} \frac{1}{x_m^2} + g(\omega) \right]^{-1}} \sqrt{|m_{eg}|},$$

где m_{eg} — заданное значение электромагнитного момента двигателя.

Минимуму реактивной мощности АСД в различных нагрузочных режимах машины соответствует потокосцепление

$$\psi_{\delta g} = \sqrt[4]{x_\sigma \left(\frac{k}{x_m} + \frac{k^2 x_\sigma}{x_m^2} \right)^{-1}} \sqrt{|m_{eg}|},$$

где x_σ — постоянный параметр машины, $x_\sigma = x_{s\sigma} = x_{r\sigma}$; k — долевой коэффициент, $k = k_s = k_r = 0,5$.

Следует отметить, что все приведенные законы получены для АСД с линейной магнитной цепью.

Режим минимальных потерь машины двойного питания с преобразователями частоты в цепях обмоток статора и ротора рассматривался в [86], где для оценки энергетической эффективности вводится *коэффициент энергетической эффективности электромеханического преобразователя* как отношение минимально возможных потерь к фактическим потерям. Дается сравнение режима минимальных потерь с режимом при постоянстве тока намагничивания. Задача решается без учета насыщения машины.

3.4. Многокритериальная оптимизация режимов

Многокритериальной оптимизации режимов обобщенной машины посвящены работы [9, 10]. Рассматривается управление, при котором обеспечивается компромисс между энергетическими и динамически-

ми показателями электропривода. При решении задачи насыщение машины не учитывается. Суть подхода заключается в следующем. Для решения задачи предельного быстродействия показателем качества является энергия магнитного поля

$$W_{\text{эм}} = \frac{1}{2} f(\varphi, \beta) M ,$$

где φ — угол между вектором тока статора и ортогональной направляющей от вектора потокосцепления статора, совпадающей по направлению с вектором ЭДС; β — угол, определяющий положение вектора потокосцепления статора относительно вектора тока ротора; M — электромагнитный момент двигателя.

При фиксированном моменте минимизация $W_{\text{эм}}$ обеспечивает предельную динамику электропривода в условиях ограничения ресурсов источника питания. Условия минимума $W_{\text{эм}}$ при фиксированном моменте представлены в виде:

$$f(\varphi, \beta) = \min ; \quad \frac{\partial}{\partial \beta} f(\varphi, \beta) = 0 ; \quad \frac{\partial}{\partial \varphi} f(\varphi, \beta) = 0 .$$

Для исследования энергетических свойств электропривода используется мощность электрических потерь в обмотках машины

$$\sum_{k=1}^N P_{\Delta k} = MF(\varphi, \beta) ,$$

где N — число обмоток машины; F — функция энергетического состояния машины.

Минимизация функции $F(\varphi, \beta)$ позволяет определить условия, при которых обеспечивается минимум электрических потерь:

$$F(\varphi, \beta) = \min ; \quad \frac{\partial}{\partial \beta} F(\varphi, \beta) = 0 ; \quad \frac{\partial}{\partial \varphi} F(\varphi, \beta) = 0 .$$

Рациональная вариация управления может осуществляться в промежутке между двумя крайними режимами работы электропривода. Эти крайние режимы характеризуются либо максимальным быстродействием при минимизации $f(\varphi, \beta)$, либо минимумом электрических потерь при минимизации $F(\varphi, \beta)$.

Резюме главы 3

Существуют два способа управления асинхронизированным синхронным двигателем. Первый способ предполагает управление АСД с помощью преобразователя частоты, подключенного к обмотке ротора. Обмотка статора в этом случае подсоединена непосредственно к питающей сети. При втором способе обмотки статора и ротора питаются отдельно от автономных преобразователей частоты, т. е. управление осуществляется как со стороны обмотки статора, так и со стороны обмотки ротора.

Распространенным критерием оптимизации режимов АСД при управлении по ротору является минимум потерь двигателя. В аналитических исследованиях при определении тока, участвующего в формировании показателя качества, пренебрегается активным сопротивлением обмотки статора и насыщением магнитной цепи. В постановке задачи напряжение U и мощность P предполагаются заданными, а в качестве варьируемой переменной при поиске минимального значения потерь принимается реактивная мощность статора Q . Кроме критерия минимума потерь, в теоретических исследованиях используются критерии оптимизации АСД по минимуму тока ротора или по минимуму тока статора.

При оптимизации режимов машины двойного питания при одновременном управлении со стороны статора и ротора используются различные энергетические показатели, основным из которых является КПД двигателя. Для получения максимума КПД минимизируются потери двигателя. Уровень допущений, принимаемых в моделях потерь, различен. Например, принимаются потери в стали, пропорциональные квадрату частоты токов и основного потока, материал и объем стали статора и ротора один и тот же, характеристика намагничивания двигателя кусочно-линейная, а механические потери пропорциональны квадрату скорости двигателя.

В многокритериальной постановке задач оптимизации режимов АСД при двухстороннем управлении рассматриваются режимы двигателя, при которых обеспечивается компромисс между энергетическими и динамическими показателями электропривода. Задача решается без учета насыщения магнитной цепи двигателя. Частными показателями качества являются энергия магнитного поля и мощность электрических потерь в обмотках двигателя.

ЧАСТЬ II

Математические модели элементов силовой части электроприводов переменного тока

Одним из важных этапов комплексного исследования энергетической эффективности регулируемых электроприводов является создание базы имитирующих моделей различных типов двигателей и преобразователей, построенных на основе единства подхода и уровня допущений. В то же время упрощение решения задач оптимизации достигается переходом от имитирующих моделей к оптимизационным моделям силовой части электропривода.

В этой части учебного пособия будут представлены имитирующие и оптимизационные модели элементов силовой части электроприводов с различными типами двигателей и преобразователей.

Под *имитирующими моделями* подразумеваются математические модели, описывающие поведение двигателей при реальных силовых электрических воздействиях от источников питания и механических воздействиях, действующих со стороны рабочей машины. Имитирующие модели являются основой разработки оптимизационных моделей, решения задач синтеза регуляторов систем управления, моделирования процессов с целью анализа свойств силовой части электропривода как объектов управления и оптимизированных систем управления электроприводов.

Под оптимизационными моделями имеются в виду модели, адаптированные для решения задач оптимизации и оценки энергетической эффективности режимов электропривода.

Глава 4. ИМИТИРУЮЩИЕ МОДЕЛИ

В этой главе рассматриваются имитирующие модели основных элементов силовой части регулируемых электроприводов переменного тока — трехфазных двигателей и полупроводниковых преобразователей. Приводятся модели асинхронных двигателей с фазным и короткозамкнутым роторами, синхронных двигателей с продольно-поперечным и продольным электромагнитным возбуждением, с постоянными магнитами, а также синхронных реактивных двигателей с анизотропией ротора. Объектами математического моделирования преобразователей являются перспективные и широко применяемые двухзвенные преобразователи частоты с широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения (тока). В дальнейшем имитирующие модели преобразуются в модели, адаптированные к решению задач оптимизации режимов двигателей и преобразователей (оптимизационные модели).

4.1. Основные положения

Представленные имитирующие модели двигателей и преобразователей удовлетворяют ряду общих положений, позволяющих с единых позиций подойти к исследованию и сопоставительному анализу энергоэффективных режимов регулируемых электроприводов. Эти положения состоят в следующем:

1. Модели двигателей учитывают электромагнитные и электро-механические переходные процессы, влияние вихревых токов, возникающих в массивных частях магнитопровода, явнополюсность конструкции, анизотропию ротора в синхронных реактивных двигателях, насыщение по главному магнитному пути и эффекты, обусловленные

автономным питанием и электрическими схемами соединения обмоток многофазных машин.

2. Модели преобразователей частоты используют принцип непрерывной аппроксимации дискретных коммутационных функций [115, 133], позволяющий выделить непрерывные процессы, отражающие основную энергетическую нагрузку.

3. Математическое описание трехфазных двигателей и преобразователей базируется на представлении переменных (напряжений, токов и потокосцеплений) в виде трехмерных векторов с изображением их в трехмерных прямоугольных системах координат. В качестве общей принята вращающаяся с произвольной скоростью (ω_k) система координат

$$\left\langle \mathbf{O}, \vec{\mathbf{H}} \right\rangle_{df} = Oxyz,$$

где \mathbf{O} — точка начала координат; $\vec{\mathbf{H}}$ — ортонормированный базис трехмерного линейного векторного пространства. Переход от реальных переменных (токов, напряжений, потокосцеплений) обмоток статора и ротора к преобразованным величинам, изображаемым в системе координат $Oxyz$, осуществляется с помощью матриц преобразования координат изображающих векторов [118]:

$$A_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_k & \cos(\theta_k - \Delta) & \cos(\theta_k + \Delta) \\ -\sin \theta_k & -\sin(\theta_k - \Delta) & -\sin(\theta_k + \Delta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; \quad (4.1)$$

$$A_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_k - \theta) & \cos(\theta_k - \theta - \Delta) & \cos(\theta_k - \theta + \Delta) \\ -\sin(\theta_k - \theta) & -\sin(\theta_k - \theta - \Delta) & -\sin(\theta_k - \theta + \Delta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

где θ_k и θ — углы поворота системы координат и ротора относительно статора; $\Delta = 2\pi / 3$. Для обратного перехода к реальным переменным используются матрицы:

$$\mathbf{A}_s^{-1} = \frac{3}{2} \mathbf{A}_s^T; \mathbf{A}_r^{-1} = \frac{3}{2} \mathbf{A}_r^T, \quad (4.3)$$

где $\mathbf{A}_s^T, \mathbf{A}_r^T$ — транспонированные матрицы прямого преобразования.

В конкретных применениях моделей элементов силовой части угол поворота системы координат относительно статора θ_k и скорость его изменения во времени ω_k могут быть как постоянными, так и произвольно изменяющимися величинами. Закон их изменения (или же ориентация системы координат) выбирается исходя из соображений удобства анализа преобразованных переменных и решения задач управления.

4. Полагается, что переменные и параметры обмоток ротора асинхронных двигателей и индуктора синхронных двигателей приведены к базовой обмотке, в качестве которой принята обмотка статора.

5. В моделях двигателей и преобразователей используется векторно-матричная форма записи уравнений.

6. Описание моделей дается в системе относительных единиц. Переход к относительным единицам осуществляется делением значения физической величины (параметра, переменной состояния и др.) в исходной системе единиц на базисное значение, выраженное в той же исходной системе единиц. В качестве общих приняты следующие базисные величины:

$\Omega_6 = \Omega_{sN} = 2\pi f_{sN}$ — номинальное значение угловой частоты напряжения статора;

$M_6 = M_N$ — номинальное значение электромагнитного момента;

$\theta_6 = 1$ эл.рад — единица измерения углов;

P_6 — мощность, $P_6 = \Omega_6 M_6 / z_p$, где z_p — число пар полюсов;

W_6 — энергия, $W_6 = \theta_6 M_6 / z_p$;

$\Delta P_6 = \Delta P_N$ — потери двигателя в номинальном режиме;

T_6 — время, $T_6 = \theta_6 / \Omega_6$;

$\theta_{\kappa 6}$ — угол поворота ротора, $\theta_{\kappa 6} = \theta_6 / z_p$;

$\Omega_{\kappa 6}$ — скорость ротора, $\Omega_{\kappa 6} = \Omega_6 / z_p$.

Базисные величины для переменных и параметров цепей обмоток статора и ротора:

$U_6 = \sqrt{2}U_{sN}$ — амплитудное значение номинального фазного напряжения обмотки статора;

$I_6 = \sqrt{2}I_{sN}$ — амплитудное значение номинального фазного тока обмотки статора;

Ψ_6 — потокосцепление, $\Psi_6 = U_6 / \Omega_6$;

Z_6 — сопротивление, $Z_6 = R_6 = X_6 = U_6 / I_6$;

L_6 — индуктивность, $L_6 = \Psi_6 / I_6$;

C_6 — емкость, $C_6 = I_6 T_6 / U_6$.

Базисные величины для магнитной цепи двигателя:

$Q_6 = Q_{\max}$ — амплитудное значение фазной обмоточной функции статора;

F_6 — магнитодвижущая сила, $F_6 = \frac{3}{2}Q_6 I_6$;

B_6 — магнитная индукция, $B_6 = \Psi_6 / S_{\text{эфф}}$, где $S_{\text{эфф}}$ — суммарная эффективная площадь сцепления витков обмотки статора с главным магнитным потоком;

Λ_6 — магнитная проводимость, $\Lambda_6 = B_6 / F_6$.

Запись моделей элементов силовой части в системе относительных единиц обеспечивает общность и наглядную оценку результатов моделирования процессов регулируемых электроприводов.

Отметим особенности данного варианта системы относительных единиц:

1. Для переменных и параметров обмоток статора (якоря) принимаются паспортные значения напряжений и токов обмотки статора (якоря).

2. Базисным моментом является номинальный электромагнитный момент двигателя.

3. В качестве базисной скорости ротора принимается скорость вращения магнитного поля при номинальной частоте.

4. Базисная мощность принята равной электромагнитной мощности в номинальном режиме, а базисными потерями являются номинальные потери двигателя.

Рассмотренный вариант системы относительных единиц дает удобные оценки как электрических, так и механических величин при ис-

следовании энергоэффективных режимов регулируемых электроприводов в реальном масштабе времени.

4.2. Модели асинхронных двигателей

4.2.1. Модель асинхронного двигателя с фазным ротором

Рассмотрим модель симметричного трехфазного неявнополюсного асинхронного двигателя с фазным ротором при независимом питании статорной и роторной обмоток от регулируемых по частоте и амплитуде автономных источников. Такой двигатель называют обобщенной машиной переменного тока (ОМПТ) [18, 34, 54, 107].

Для построения имитирующей математической модели АД с фазным ротором используется система координат Ox_{yz} , в которой фазным напряжениям, токам, потокосцеплениям обмоток статора и ротора, а также результирующим намагничивающим токам и главным потокосцеплениям ставятся в соответствие изображающие векторы:

$$\mathbf{U}_s =_{df} \begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \\ u_{sz} \end{bmatrix}; \mathbf{I}_s =_{df} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ i_{sz} \end{bmatrix}; \mathbf{U}_r =_{df} \begin{bmatrix} u_{rx} \\ u_{ry} \\ u_{rz} \end{bmatrix}; \mathbf{I}_r =_{df} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \\ i_{rz} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{\Psi}_s =_{df} \begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \\ \psi_{sz} \end{bmatrix}; \mathbf{\Psi}_r =_{df} \begin{bmatrix} \psi_{rx} \\ \psi_{ry} \\ \psi_{rz} \end{bmatrix}; \mathbf{I}_m =_{df} \begin{bmatrix} i_{mx} \\ i_{my} \\ i_{mz} \end{bmatrix}; \mathbf{\Psi}_m =_{df} \begin{bmatrix} \psi_{mx} \\ \psi_{my} \\ \psi_{mz} \end{bmatrix}.$$

Компонентами векторов \mathbf{U}_s , \mathbf{I}_s и $\mathbf{\Psi}_s$ являются преобразованные к системе координат Ox_{yz} реальные фазные напряжения u_{si} , токи i_{si} и потокосцепления ψ_{si} обмотки статора, а компонентами векторов \mathbf{U}_r , \mathbf{I}_r и $\mathbf{\Psi}_r$ — приведенные к статору фазные напряжения u_{ri} , токи i_{ri} и потокосцепления ψ_{ri} обмотки ротора ($i = a, b, c$). Изображающие векторы намагничивающих токов \mathbf{I}_m и главных потокосцеплений $\mathbf{\Psi}_m$ обусловлены совместным действием преобразованных реальных токов статора и приведенных токов ротора. С учетом принятых обозначений изображающих векторов уравнения модели двигателя в векторно-матричной форме записи имеют следующий вид:

$$\begin{aligned}
\mathbf{U}_s &= \mathbf{A}_s \mathbf{U}_s^{F_s} ; \\
\mathbf{U}_r &= \mathbf{A}_r \mathbf{U}_r^{F_r} ; \\
\mathbf{U}_s &= T_6 p \mathbf{\Psi}_s + \omega_k \mathbf{B} \mathbf{\Psi}_s + \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s ; \\
\mathbf{U}_r &= T_6 p \mathbf{\Psi}_r + (\omega_k - \omega) \mathbf{B} \mathbf{\Psi}_r + \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r ; \\
\mathbf{\Psi}_s &= \mathbf{\Psi}_m + \mathbf{L}_{s\sigma} \mathbf{I}_s ; \\
\mathbf{\Psi}_r &= \mathbf{\Psi}_m + \mathbf{L}_{r\sigma} \mathbf{I}_r ; \\
\mathbf{\Psi}_m &= \mathbf{F}_m \mathbf{I}_m ; \\
\mathbf{I}_m &= \mathbf{C}(\mathbf{I}_s + \mathbf{I}_r) ; \\
m &= \zeta_N \mathbf{B} \mathbf{\Psi}_m \bullet \mathbf{I}_s ; \\
m - m_c &= T_j p \omega ; \\
\omega_k &= T_6 p \theta_k ; \quad \omega = T_6 p \theta ; \\
\mathbf{I}_s^{F_s} &= \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{I}_s ; \quad \mathbf{I}_r^{F_r} = \mathbf{A}_r^{-1} \mathbf{I}_r ; \\
\mathbf{\Psi}_s^{F_s} &= \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{\Psi}_s ; \quad \mathbf{\Psi}_r^{F_r} = \mathbf{A}_r^{-1} \mathbf{\Psi}_r ,
\end{aligned} \tag{4.4}$$

где $\mathbf{U}_s^{F_s}$ и $\mathbf{U}_r^{F_r}$ — трехмерные векторы фазных напряжений, приложенных к обмоткам статора и ротора с компонентами u_{si} и u_{ri} соответственно; ω_k и ω — скорости вращения системы координат и ротора; m и m_c — электромагнитный момент и момент статического сопротивления;

ζ_N — энергетический коэффициент, $\zeta_N = \frac{S_{sN}}{P_{\text{элм}N}} = \frac{3U_{sN}I_{sN}}{P_6}$;

$p = d/dt$ — оператор дифференцирования по времени; « \bullet » — символ скалярного произведения алгебраических векторов-столбцов.

В уравнениях (4.4) вместе с преобразованными переменными состояния присутствуют преобразованные матрицы активных сопротивлений и индуктивностей рассеяния обмоток статора и ротора:

$$\mathbf{R}_j = \text{diag}[r_j \ r_j \ r_j] ; \quad \mathbf{L}_{j\sigma} = \text{diag}[l_{j\sigma} \ l_{j\sigma} \ l_{j\sigma}^0] ,$$

где r_j и $l_{j\sigma}$, $l_{j\sigma}^0$ — активные сопротивления и индуктивности рассеяния обмотки статора ($j = s$) и приведенные активные сопротивления и индуктивности рассеяния обмотки ротора ($j = r$).

Матричные коэффициенты:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Вещественные постоянные коэффициенты:

$$T_6 = \frac{\Theta_6}{\Omega_6}; \quad T_j = J \frac{\Omega_{r6}}{M_6},$$

где J — суммарный, приведенный к валу электрической машины момент инерции механической системы.

Эти коэффициенты имеют следующий физический смысл:

T_6 — временная константа, численно равная отрезку времени, в течение которого вектор, вращающийся с базовой угловой скоростью Θ_6 , поворачивается на угол Θ_6 ;

T_j — временная константа, численно равная отрезку времени, в течение которого механическая система с моментом инерции J под действием постоянного по величине динамического момента $M_{\text{дин}} = M_6$ изменяет свою скорость на величину, равную Θ_6 .

Наличие временных констант T_6 и T_j в уравнениях (4.4) объясняется тем, что при переходе к относительным единицам, используя принятые базисные величины, текущее время представляется в физической системе единиц.

Насыщение главной магнитной цепи машины учитывается нелинейным оператором \mathbf{F}_m , связывающим вектор главных потокосцеплений Ψ_m с вектором результирующих намагничивающих токов \mathbf{I}_m . Особенности учета насыщения симметричной неявнополюсной машины изложены в п. 4.5.3.

На рис. 4.1 приведена структурная схема обобщенной машины переменного тока, соответствующая уравнениям (4.4). Входными воздействиями модели являются трехмерные векторы фазных напряжений $\mathbf{U}_s^{F_s}$ и $\mathbf{U}_r^{F_r}$, приложенных к обмоткам статора и ротора, а также момент статической нагрузки m_c . Выходными переменными являются скорость ω , векторы преобразованных либо фазных токов и потокосцеплений. Угол поворота системы координат в практических случа-

ях связывается с углом поворота одного из радиус-векторов напряжений, токов или потокосцеплений.

Такая модель дает полное представление о процессах, протекающих в машине при произвольном характере изменения внешних воздействий $U_s^{F_s}$, $U_r^{F_r}$ и m_c . Другие варианты моделей АД с фазным ротором рассматриваются в [115, 118].

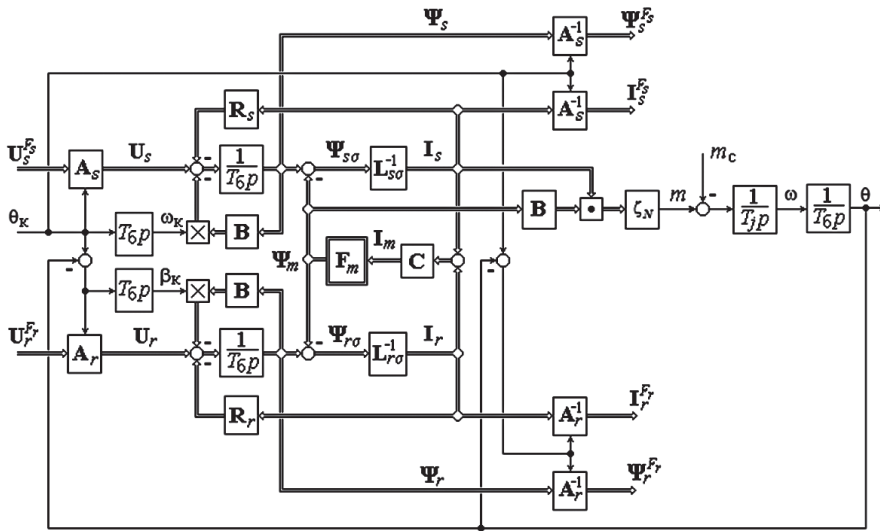


Рис. 4.1. Структурная схема модели АД с фазным ротором

Трехфазный асинхронный двигатель с фазным ротором по свойствам математической модели относится к классу *трехмерных многосвязных нелинейных* объектов управления со сложной внутренней структурой связей между переменными, наличием динамических звеньев и внешнего возмущающего воздействия.

4.2.2. Модель асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

При построении модели насыщенного асинхронного двигателя с короткозамкнутой обмоткой ротора и питанием обмоток статора от автономных источников линейно-независимых напряжений используют уравнения (4.4), принимая в них $U_r = 0$. Кроме того, при допущении о синусоидальности распределения намагничивающих сил фазных обмоток вдоль воздушного зазора в намагничивающих токах следует предусмотреть исключение нейтральных составляющих, которые

могут быть обусловлены наличием составляющих нулевой последовательности в фазных токах обмотки статора. С учетом вышеизложенного уравнения насыщенного асинхронного двигателя принимают вид:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{U}_s &= \mathbf{A}_s \mathbf{U}_s^{F_s}; \\
 \mathbf{U}_s &= T_{\sigma} p \mathbf{\Psi}_s + \omega_k \mathbf{B} \mathbf{\Psi}_s + \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s; \\
 \mathbf{0} &= T_{\sigma} p \mathbf{\Psi}_r + (\omega_k - \omega) \mathbf{B} \mathbf{\Psi}_r + \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r; \\
 \mathbf{\Psi}_s &= \mathbf{\Psi}_m + \mathbf{L}_{s\sigma} \mathbf{I}_s; \\
 \mathbf{\Psi}_r &= \mathbf{\Psi}_m + \mathbf{L}_{r\sigma} \mathbf{I}_r; \\
 \mathbf{\Psi}_m &= \mathbf{F}_m \mathbf{I}_m; \\
 \mathbf{I}_m &= \mathbf{C} \mathbf{I}_s + \mathbf{I}_r; \\
 m &= \zeta_N \mathbf{B} \mathbf{\Psi}_m \bullet \mathbf{I}_s; \\
 m - m_c &= T_j p \omega; \\
 \omega_k &= T_{\theta} p \theta_k; \\
 \mathbf{I}_s^{F_s} &= \mathbf{A}_s^{-1} \mathbf{I}_s.
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

На рис. 4.2 приведена структурная схема асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

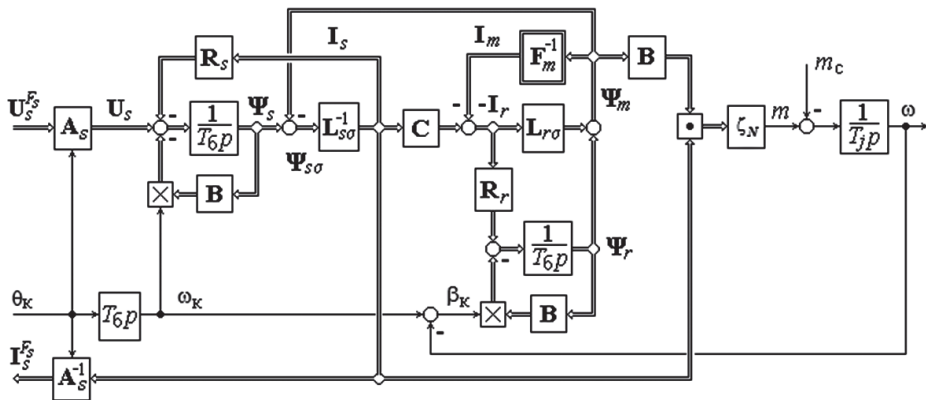


Рис. 4.2. Структурная схема модели АД с короткозамкнутым ротором

Как видно, асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором при питании обмоток статора от автономных источников линейно-независимых напряжений, являясь трехмерным многосвязным нелинейным объектом управления, имеет один канал воздействия на его режимы работы, а именно — со стороны статора. Это ограничивает возможности формирования энергетически оптимальных режимов асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (напомним, что АД с фазным ротором имеет два канала воздействия: по статору и ротору). Кроме того, сложность математической модели ставит задачу поиска способов рациональной ориентации системы координат, выбора состава и количества регулируемых координат в целях упрощения и повышения эффективности управления статическими и динамическими режимами работы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Так, при построении систем управления асинхронных электроприводов получил применение принцип ориентации системы координат по вектору потокосцеплений ротора [138], который в системах подчиненного регулирования асинхронных электроприводов обеспечивает статические и динамические характеристики, аналогичные характеристикам типовых систем подчиненного регулирования электроприводов постоянного тока.

4.3. Модели синхронных двигателей

4.3.1. Модели синхронных двигателей с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением

Синхронные двигатели могут иметь различные конструкции в нормальном и обращенном исполнениях с разнообразными системами возбуждения [1, 3, 24, 33, 46, 53]. На практике широкое применение получили синхронные двигатели с продольным электромагнитным возбуждением и синхронные двигатели с постоянными магнитами. В последнее время все большее внимание стали обращать на синхронные реактивные двигатели с анизотропией ротора. Теории синхронных машин посвящены многочисленные работы [1, 33, 46, 53, 91, 102 и др.].

При построении математических моделей синхронных двигателей как объектов управления также могут использоваться различные варианты ориентации систем координат, а в качестве ориентирующих векторов — радиус-векторы напряжений, токов и потокосцепле-

ний обмоток, а также угол поворота ротора θ . При решении задач управления модели синхронных двигателей записываются чаще всего в системе координат, неподвижной относительно ротора. При этом для наиболее распространенных типов синхронных двигателей нормального исполнения уравнения преобразуются к системе координат

$$\left\langle \mathbf{O}, \vec{\mathbf{G}}_r \right\rangle_{df} = Odql,$$

$\vec{\mathbf{G}}_r$ — ортонормированный базис трехмерного линейного векторного пространства, ориентированный по угловому положению ротора θ . Преобразование переменных выполняется с помощью матриц (4.1)–(4.3) при $\theta_k = \theta$.

Модель синхронного двигателя с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением и полной демпферной клеткой. Известно [1, 91, 102], что модели синхронных машин нормального и обращенного исполнения эквивалентны. Поэтому здесь и далее рассматриваются синхронные двигатели нормального исполнения с представлением уравнений в системе координат $Odql$, в которой переменными являются

координаты радиус-векторов в базисе $\vec{\mathbf{G}}_r$. С точки зрения практического использования эти модели имеют следующее преимущество. Уравнения электромагнитных контуров и уравнения связи в базисе $\vec{\mathbf{G}}_r$ имеют наиболее простой вид, что предопределяет возможность реализации высококачественных систем управления электроприводами с синхронными двигателями.

При раздельном питании фаз обмотки переменного тока от автономных источников линейно-независимых напряжений векторы напряжений, токов, полных потокосцеплений обмотки якоря, преобразованных к системе координат индуктора, представляют собой трехмерные векторы:

$$\mathbf{U}_s^{Gr} = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ u_{sl} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}_s^{Gr} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{sl} \end{bmatrix}; \quad \Psi_s^{Gr} = \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{sl} \end{bmatrix}.$$

Векторы приведенных к числу витков обмотки якоря напряжений, токов и полных потокосцеплений обмоток индуктора и демпферных клеток в системе координат $Odql$ принимают вид:

$$\mathbf{U}_f^{Gr} =_{df} \begin{bmatrix} u_{fd} \\ u_{fq} \\ 0 \end{bmatrix} ; \mathbf{I}_f^{Gr} =_{df} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \\ 0 \end{bmatrix} ; \Psi_f^{Gr} =_{df} \begin{bmatrix} \Psi_{fd} \\ \Psi_{fq} \\ 0 \end{bmatrix} ;$$

$$\mathbf{I}_c^{Gr} =_{df} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ 0 \end{bmatrix} ; \Psi_c^{Gr} =_{df} \begin{bmatrix} \Psi_{cd} \\ \Psi_{cq} \\ 0 \end{bmatrix} .$$

Векторы результирующих намагничивающих токов и главных потокосцеплений:

$$\mathbf{I}_m^{Gr} =_{df} \begin{bmatrix} i_{md} \\ i_{mq} \\ 0 \end{bmatrix} ; \Psi_m^{Gr} =_{df} \begin{bmatrix} \Psi_{md} \\ \Psi_{mq} \\ 0 \end{bmatrix} .$$

В обозначениях, принятых для переменных, модель синхронного двигателя с продольно-поперечным возбуждением и демпферной клеткой описывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_s^{Gr} &= \mathbf{A}_s(\theta) \mathbf{U}_s^{Fs} ; \\ \mathbf{U}_s^{Gr} &= T_6 p \Psi_s^{Gr} + \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\ \mathbf{U}_f^{Gr} &= T_6 p \Psi_f^{Gr} + \mathbf{R}_f^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\ \mathbf{0} &= T_6 p \Psi_c^{Gr} + \mathbf{R}_c^{Gr} \mathbf{I}_c^{Gr} ; \\ \Psi_j^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{j\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_j^{Gr}, \quad j = s, f, c ; \\ \Psi_m^{Gr} &= \mathbf{F}_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr} ; \\ \mathbf{I}_m^{Gr} &= \mathbf{C} \mathbf{I}_s^{Gr} + \mathbf{I}_c^{Gr} + \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\ m &= \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\ m - m_c &= T_j p \omega ; \\ \omega &= T_6 p \theta ; \\ \mathbf{I}_s^{Fs} &= \mathbf{A}_s^{-1}(\theta) \mathbf{I}_s^{Gr} . \end{aligned} \tag{4.6}$$

В системе уравнений (4.6) преобразованные матрицы параметров обмоток якоря и индуктора определяются выражениями

$$\mathbf{R}_s^{Gr} = \text{diag} [r_s \ r_s \ r_s]; \mathbf{L}_{s\sigma}^{Gr} = \text{diag} [l_{s\sigma} \ l_{s\sigma} \ l_{s\sigma}^o];$$

$$\mathbf{R}_j^{Gr} = \text{diag} [r_{jd} \ r_{jq} \ 0]; \mathbf{L}_{j\sigma}^{Gr} = \text{diag} [l_{jd\sigma} \ l_{jq\sigma} \ 0], \ j = f, c,$$

где r_s и $l_{s\sigma}$, $l_{s\sigma}^o$ — активное сопротивление и индуктивности рассеяния обмотки якоря; r_{jd} , r_{jq} и $l_{jd\sigma}$, $l_{jq\sigma}$ — приведенные к якорю активные сопротивления и индуктивности рассеяния обмотки возбуждения ($j = f$) и демпферной обмотки ($j = c$); \mathbf{B} , \mathbf{C} — матричные коэффициенты.

Структурная схема модели синхронного двигателя приведена на рис. 4.3. Она характеризует синхронный двигатель как сложную многомерную многосвязную динамическую систему, имеющую в своем составе нелинейные звенья и внутренние связи. Входными воздействиями подсистемы электромагнитных контуров являются трехмерные векторы напряжений, приложенных к продольно-поперечной обмотке возбуждения \mathbf{U}_f^{Gr} и фазным обмоткам якоря \mathbf{U}_s^F . В качестве выходных переменных принимаются векторы токов и потокоцеплений обмоток двигателя.

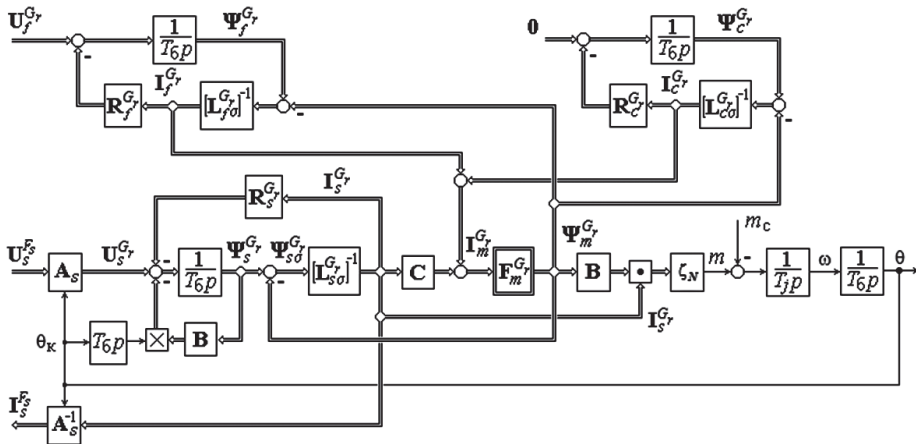


Рис. 4.3. Структурная схема модели СД с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением и демпферной клеткой

В структурном отношении модели асинхронного двигателя с фазным ротором и синхронного двигателя с продольно-поперечным элек-

ромагнитным возбуждением имеют ряд общих свойств, что позволяет применять для них единые подходы к анализу режимов и синтезу алгоритмов управления. Вместе с тем отметим весьма важное отличие модели синхронного двигателя от модели асинхронного двигателя с фазным ротором при двухстороннем управлении.

У синхронных двигателей существует явно выраженная естественная система отсчета, связанная с продольной и поперечной осями индуктора. В этой системе отсчета уравнения двигателя имеют наиболее простой вид. Таким образом, выбор рационального базиса для записи уравнений модели синхронного двигателя вполне очевиден. Для синхронного двигателя нормальной конструкции таким базисом является фиксированный относительно индуктора базис \vec{G}_r .

Рассмотренные асинхронные двигатели, которые относятся к неявнополюсным машинам, не имеют явно выраженной естественной системы отсчета, какой обладают синхронные машины. Поэтому модели АД представлены во вращающейся с произвольной скоростью ω_k системе координат Ox_{yz} . Вариант ориентации, как отмечалось ранее, выбирается исходя из соображений удобства анализа преобразованных переменных и решения конкретных задач управления.

Модель синхронного двигателя с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением без демпферной клетки. Описанная модель представляет собой наиболее общий случай математического описания трехфазного синхронного двигателя нормальной конструкции. Из уравнений вида (4.6) можно получить модели синхронных двигателей с различным сочетанием обмоток: с продольно-поперечным возбуждением при отсутствии демпферной клетки и с продольным возбуждением как без демпферной клетки, так и с демпферной клеткой. Например, исключив из (4.6) переменные с индексом $j = c$, получим модель трехфазного синхронного двигателя с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением без демпферной клетки:

$$\mathbf{U}_s^{Gr} = \mathbf{A}_s(\theta) \mathbf{U}_s^{Fs} ;$$

$$\mathbf{U}_s^{Gr} = T_6 p \Psi_s^{Gr} + \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ;$$

$$\mathbf{U}_f^{Gr} = T_6 p \Psi_f^{Gr} + \mathbf{R}_f^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr} ;$$

$$\begin{aligned}
 \Psi_s^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{s\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 \Psi_f^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{f\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\
 \Psi_m^{Gr} &= \mathbf{F}_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr} ; \\
 \mathbf{I}_m^{Gr} &= \mathbf{C} \mathbf{I}_s^{Gr} + \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\
 m &= \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 m - m_c &= T_j p \omega ; \\
 \omega &= T_\theta p \theta ; \\
 \mathbf{I}_s^F &= \mathbf{A}_s^{-1}(\theta) \mathbf{I}_s^{Gr} .
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

В заключение отметим структурное сходство моделей синхронного двигателя с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением и асинхронного двигателя с фазным ротором. Общим свойством для них является наличие двух каналов воздействия, влияющих на режимы двигателей. Канал управления со стороны обмоток возбуждения синхронного двигателя позволяет влиять как на величину, так и на пространственное положение вектора магнитного потока с целью формирования оптимальных статических и динамических режимов.

В синхронных двигателях обращенной конструкции обмотка якоря располагается на роторе, а продольно-поперечная обмотка возбуждения и демпферная обмотка — на статоре. В этом случае уравнения синхронного двигателя приводятся к фиксированному относительно статора ортонормированному базису. При сравнении моделей синхронных двигателей нормальной и обращенной конструкций выясняется, что вид уравнений сохраняется и лишь взаимно перемещаются индексы базисов и переменных.

Таким образом, отличием моделей синхронных двигателей двух конструктивных исполнений является запись уравнений в различных базисах векторного пространства. Это дает возможность в каждом случае иметь максимально упрощенные для практического использования уравнения моделей синхронных двигателей.

4.3.2. Модели синхронных двигателей с продольным электромагнитным возбуждением

Для описания электромагнитных и электромеханических процессов синхронных двигателей с продольным электромагнитным возбуждением может быть использована система векторно-матричных уравнений (4.6), в которой для учета одноосного характера обмотки возбуждения компоненты векторов напряжений, токов и полных потокоцеплений обмотки возбуждения по поперечной оси индуктора принимаются равными нулю:

$$\mathbf{U}_{f\text{df}}^{Gr} = \begin{bmatrix} u_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \mathbf{I}_{f\text{df}}^{Gr} = \begin{bmatrix} i_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \mathbf{\Psi}_{f\text{df}}^{Gr} = \begin{bmatrix} \Psi_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} .$$

Изменяются также выражения матриц активных сопротивлений и индуктивностей рассеяния, входящих в уравнения цепи возбуждения:

$$\mathbf{R}_{f\sigma}^{Gr} = \text{diag} [r_f \ 0 \ 0] ; \mathbf{L}_{f\sigma}^{Gr} = \text{diag} [l_{f\sigma} \ 0 \ 0] ,$$

где r_f и $l_{f\sigma}$ — приведенные к якорию активное сопротивление и индуктивность рассеяния обмотки возбуждения по продольной оси. На рис. 4.4 приведена структурная схема модели синхронного двигателя с продольным электромагнитным возбуждением.

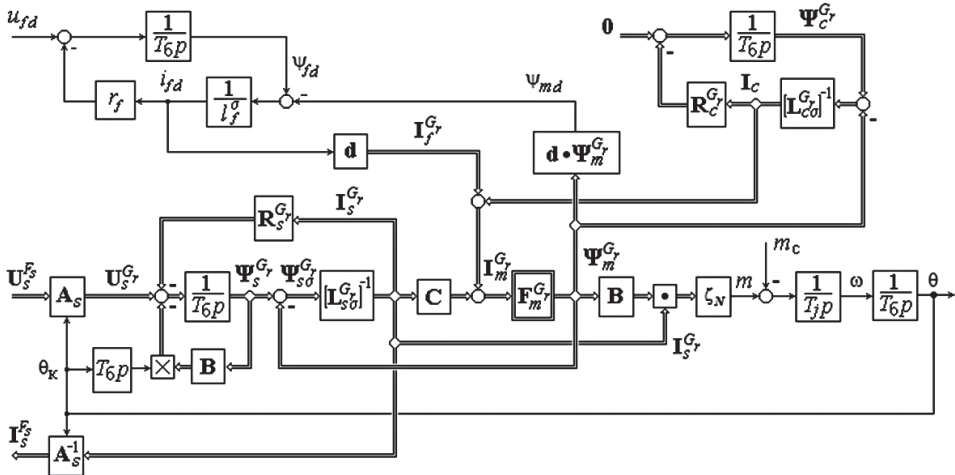


Рис. 4.4. Структурная схема модели СД с продольным электромагнитным возбуждением и демпферной клеткой

Как видно, оставаясь в структурном отношении сложной двухканальной многосвязной динамической системой, синхронный двигатель с продольным электромагнитным возбуждением как объект управления имеет реально меньше каналов воздействия. Объясняется это наличием одноосной обмотки возбуждения. В структурной схеме модели для отражения этого отличительного фактора электромагнитная цепь обмотки возбуждения представлена в виде одномерной подсистемы. Входным воздействием для нее является внешнее напряжение, прикладываемое к обмотке возбуждения, а выходной переменной — ток возбуждения, участвующий в формировании результирующего намагничивающего тока.

Для связи переменных одномерной подсистемы возбуждения с переменными электромагнитных цепей якоря, имеющими векторный характер, в структурной схеме модели предусмотрены дополнительные звенья, выполняющие операции скалярного умножения векторов и умножения скаляра на вектор:

$$\psi_{fm} = \mathbf{d} \bullet \Psi_m^{Gr}; \quad I_f^{Gr} = i_{fd} \mathbf{d},$$

где \mathbf{d} — трехмерный алгебраический вектор, $\mathbf{d}_{df} = [1 \ 0 \ 0]^T$.

Учтя таким же образом одноосный характер обмотки возбуждения в уравнениях (4.7), можно получить модель синхронного двигателя с продольным электромагнитным возбуждением без демпферной клетки.

В заключение отметим, что вид уравнений приведенных моделей сохраняется также для неявнополюсных синхронных двигателей. Принципиальное отличие моделей явнополюсных и неявнополюсных двигателей состоит в описании нелинейного оператора связи \mathbf{F}_m^{Gr} между векторами составляющих главных потокосцеплений Ψ_{fo}^{Gr} и результирующих намагничивающих токов \mathbf{I}_m^{Gr} , учитывающего насыщение машины по главному магнитному пути. Операторы связи для явнополюсных и неявнополюсных двигателей рассматриваются в пункте 4.5.

4.3.3. Модель синхронного двигателя с постоянными магнитами

В конструктивном отношении синхронный двигатель с постоянными магнитами имеет на статоре трехфазную либо двухфазную обмотку якоря, аналогичную обмотке статора синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением. На роторе (индукторе) распола-

гаются магниты. Известно [66], что действие стабилизированных магнитов в создании магнитного поля в воздушном зазоре эквивалентно действию фиктивной обмотки возбуждения без потерь, подключенной к источнику тока. Предполагается, что фиктивная обмотка возбуждения обладает постоянной индуктивностью рассеяния. Из этого положения вытекает возможность использования для синхронного двигателя с постоянными магнитами уравнений модели синхронного двигателя с продольным электромагнитным возбуждением, у которого полное потокосцепление обмотки возбуждения фиксировано.

Модели трехфазных синхронных двигателей с постоянными магнитами можно получить как частные случаи моделей синхронных двигателей с продольным электромагнитным возбуждением, исключив уравнение напряжений обмотки возбуждения и приняв во внимание условие [24]:

$$\Psi_f^{Gr} = \Psi_{fo}^{Gr} = \text{const} \quad .$$

Так, при отдельном питании фаз обмотки переменного тока от автономных источников линейно-независимых напряжений синхронный двигатель с постоянными магнитами без демпферной клетки в системе координат *Odql* описывается следующими уравнениями:

$$\mathbf{U}_s^{Gr} = \mathbf{A}_s(\theta) \mathbf{U}_s^{Fs} ;$$

$$\mathbf{U}_s^{Gr} = T_6 p \Psi_s^{Gr} + \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ;$$

$$\Psi_s^{Gr} = \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{s\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ;$$

$$\Psi_{fo}^{Gr} = \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{f\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr} ;$$

$$\Psi_m^{Gr} = \mathbf{F}_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr} ; \quad (4.8)$$

$$\mathbf{I}_m^{Gr} = \mathbf{C} \mathbf{I}_s^{Gr} + \mathbf{I}_f^{Gr} ;$$

$$m = \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr} ;$$

$$m - m_c = T_j p \omega ;$$

$$\omega = T_6 p \theta ;$$

$$\mathbf{I}_s^{Fs} = \mathbf{A}_s^{-1}(\theta) \mathbf{I}_s^{Gr} ,$$

где \mathbf{I}_f^{Gr} и Ψ_{f0}^{Gr} — векторы токов и потокосцеплений фиктивной обмотки

$$\text{возбуждения, } \mathbf{I}_f^{Gr} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ и } \Psi_{fo}^{Gr} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} \Psi_{fdo} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{L}_{f\sigma}^{Gr} — \text{матрица индуктивностей}$$

рассеяния фиктивной обмотки возбуждения, $\mathbf{L}_{f\sigma}^{Gr} = \text{diag} [l_{f\sigma} \ 0 \ 0]$.

На рис. 4.5 приведена структурная схема модели трехфазного синхронного двигателя с постоянными магнитами. Как видно, синхронный двигатель с постоянными магнитами фактически имеет один трехмерный канал воздействия на режимы работы. Управление синхронным двигателем с постоянными магнитами, в отличие от синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением, осуществляется только со стороны обмотки якоря.

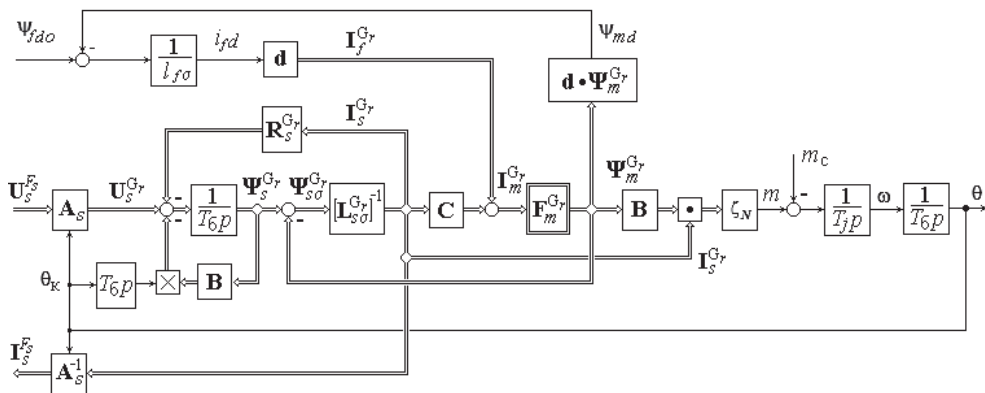


Рис. 4.5. Структурная схема модели СД с постоянными магнитами

Отсутствие канала управления возбуждением в синхронном двигателе с постоянными магнитами так же, как и в асинхронном двигателе с короткозамкнутым ротором, ограничивает возможность формирования оптимальных энергетических режимов. Это свойство отличает синхронный двигатель с постоянными магнитами от синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением, которые обладают дополнительным каналом воздействия на энергетические характеристики электропривода через обмотки индуктора. Вместе с тем синхронный двигатель с постоянными магнитами обладает рядом преимуществ:

надежностью, простотой обслуживания и более высоким коэффициентом полезного действия в связи с отсутствием скользящих контактов и потерь на возбуждение.

Из уравнений и структурной схемы модели видно, что синхронный двигатель с постоянными магнитами при питании обмотки якоря от автономных источников линейно-независимых напряжений является трехмерным многосвязным нелинейным объектом управления.

4.3.4. Модель синхронного реактивного двигателя с анизотропией ротора

Синхронный реактивный двигатель с анизотропией ротора (в дальнейшем синхронный реактивный двигатель) имеет распределенную обмотку статора, аналогичную обмотке статора обычных машин переменного тока при отсутствии обмотки возбуждения и постоянных магнитов на роторе. Вращающий момент в синхронных реактивных двигателях возникает вследствие существенного различия магнитных проводимостей по продольной и поперечной осям машины, что достигается за счет специального профиля листов электротехнической стали ротора.

Преимущества синхронного реактивного двигателя проявляются в полной мере, когда он используется в составе электропривода с управляемыми полупроводниковыми преобразователями частоты. В этом случае не требуется пусковая обмотка на роторе, что в целом обеспечивает простоту конструкции синхронного реактивного двигателя, его надежность, низкие эксплуатационные затраты при сопоставимых рабочих характеристиках в сравнении с другими типами двигателей переменного тока.

Принимая во внимание конструктивные особенности синхронного реактивного двигателя, математическая модель этого двигателя может быть получена путем упрощения модели синхронного двигателя с продольным электромагнитным возбуждением. Отсутствие обмотки возбуждения и пусковой обмотки позволяет исключить из уравнений модели синхронного двигателя с продольным электромагнитным возбуждением уравнения обмотки возбуждения и демпферной клетки. В результате будем иметь уравнения модели трехфазного синхронного реактивного двигателя в следующем виде:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{U}_s^{Gr} &= \mathbf{A}_s(\theta) \mathbf{U}_s^{Fs} ; \\
 \mathbf{U}_s^{Gr} &= T_6 p \Psi_s^{Gr} + \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 \Psi_s^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{s\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 \Psi_m^{Gr} &= \mathbf{F}_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr} ; \\
 \mathbf{I}_m^{Gr} &= \mathbf{C} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 m &= \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 m - m_c &= T_j p \omega ; \\
 \omega &= T_6 p \theta ; \\
 \mathbf{I}_s^{Fs} &= \mathbf{A}_s^{-1}(\theta) \mathbf{I}_s^{Gr} .
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Заметим, что анизотропия ротора синхронного реактивного двигателя учитывается в уравнениях (4.9) нелинейным оператором \mathbf{F}_m^{Gr} , описание которого дается в п. 4.5.2.

Уравнениям (4.9) соответствует структурная схема модели синхронного реактивного двигателя, которая приведена на рис. 4.6.

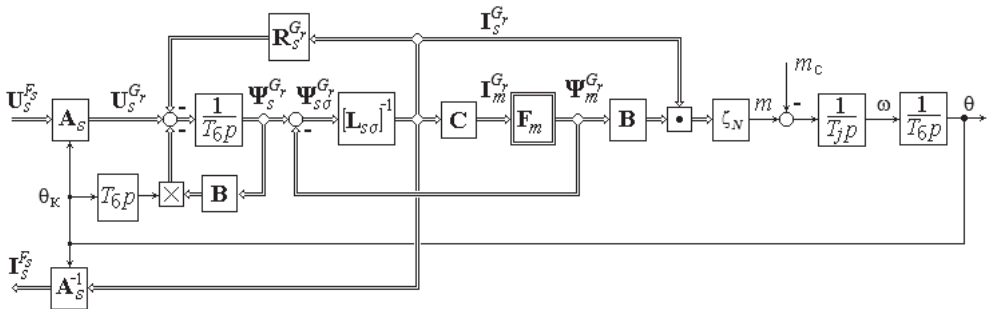


Рис. 4.6. Структурная схема модели синхронного реактивного двигателя

Как видно, синхронный реактивный двигатель как объект управления имеет свойства, аналогичные свойствам синхронного двигателя с постоянными магнитами, т. е. управление синхронным реактивным двигателем осуществляется только со стороны обмотки якоря.

Отсутствие канала управления потоком со стороны ротора так же, как и в синхронном двигателе с постоянными магнитами и в асинхронном двигателе с короткозамкнутым ротором, ограничивает возможность влияния на энергетические режимы. Вместе с тем синхронный реактивный двигатель по сравнению с синхронным двигателем с постоянными магнитами обладает более высокой надежностью. В связи с отсутствием обмоток на роторе коэффициент полезного действия синхронного реактивного двигателя оказывается выше коэффициента полезного действия асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

Из уравнений модели видно, что синхронный реактивный двигатель при питании обмотки якоря от автономных источников линейно-независимых напряжений представляет собой *трехмерный много-связный нелинейный* объект управления.

4.4. Частные случаи

Приведенные модели трехфазных двигателей при питании фазных обмоток статора (якоря) от автономных источников линейно-независимых напряжений обобщают случаи не только моделей трехфазных двигателей с разными схемами питания фазных обмоток, но и модели двухфазных двигателей переменного тока. При питании обмотки статора (якоря) от источника линейно-зависимых напряжений все рассмотренные модели трехфазных двигателей сводятся к моделям двухфазных двигателей переменного тока. Например, модель двухфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в двумерной произвольно ориентированной прямоугольной системе координат Ox_u является частным случаем модели (4.5):

$$\begin{aligned}
 \mathbf{U}_s &= \mathbf{A}_s \mathbf{U}_s^F; \\
 \mathbf{U}_s &= T_6 p \mathbf{\Psi}_s + \omega_k \mathbf{B} \mathbf{\Psi}_s + \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s; \\
 \mathbf{0} &= T_6 p \mathbf{\Psi}_r + (\omega_k - \omega) \mathbf{B} \mathbf{\Psi}_r + \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r; \\
 \mathbf{\Psi}_s &= \mathbf{\Psi}_m + \mathbf{L}_{s\sigma} \mathbf{I}_s; \\
 \mathbf{\Psi}_r &= \mathbf{\Psi}_m + \mathbf{L}_{r\sigma} \mathbf{I}_r;
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

$$\Psi_m = F_m I_m ;$$

$$I_m = I_s + I_r ;$$

$$m = \zeta_N B \Psi_m \bullet I_s ;$$

$$m - m_c = T_j p \omega ;$$

$$\omega_k = T_6 p \theta_k ;$$

$$I_s^{F_s} = A_s^{-1} I_s ,$$

где U_j , I_j и Ψ_j — преобразованные двухмерные векторы напряжений, токов и потокосцеплений обмоток статора ($j = s$) и ротора ($j = r$), а также результирующих намагничивающих токов и главных потокосцеплений ($j = m$), $U_j =_{\text{df}} \begin{bmatrix} u_{jx} \\ u_{jy} \end{bmatrix}$, $I_j =_{\text{df}} \begin{bmatrix} i_{jx} \\ i_{jy} \end{bmatrix}$ и $\Psi_j =_{\text{df}} \begin{bmatrix} \Psi_{jx} \\ \Psi_{jy} \end{bmatrix}$; R_j , $L_{j\sigma}$ — матрицы

активных сопротивлений и индуктивностей рассеяния обмоток, $R_j = r_j E$ и $L_{j\sigma} = l_{j\sigma} E$, $E = \text{diag} [1 \ 1]$; r_j , $l_{j\sigma}$ — активные сопротивления и индуктивности рассеяния обмоток статора ($j = s$) и ротора ($j = r$);

B — матричный коэффициент, $B = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$.

Другим примером может служить модель двухфазного синхронного двигателя с постоянными магнитами в неподвижной относительно индуктора двухмерной прямоугольной системе координат Odq :

$$U_s^{Gr} = A_s(\theta) U_s^{F_s} ;$$

$$U_s^{Gr} = T_6 p \Psi_s^{Gr} + \omega B \Psi_s^{Gr} + R_s^{Gr} I_s^{Gr} ;$$

$$\Psi_s^{Gr} = \Psi_m^{Gr} + L_{s\sigma}^{Gr} I_s^{Gr} ;$$

$$\Psi_{fo}^{Gr} = \Psi_m^{Gr} + L_{f\sigma}^{Gr} I_f^{Gr} ;$$

$$\Psi_m^{Gr} = F_m^{Gr} I_m^{Gr} ;$$

$$I_m^{Gr} = I_s^{Gr} + I_f^{Gr} ;$$

$$m = \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr};$$

$$m - m_c = T_j p \omega; \quad (4.11)$$

$$\omega = T_6 p \theta;$$

$$\mathbf{I}_s^{F_s} = \mathbf{A}_s^{-1}(\theta) \mathbf{I}_s^{Gr},$$

где \mathbf{U}_s^{Gr} , \mathbf{I}_s^{Gr} и Ψ_s^{Gr} — преобразованные векторы напряжений, токов

и потокосцеплений обмотки якоря, $\mathbf{U}_s \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}$, $\mathbf{I}_s \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$ и $\Psi_s \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix}$;

\mathbf{I}_f^{Gr} , Ψ_{fo}^{Gr} — векторы токов и потокосцеплений фиктивной обмотки возбуждения, $\mathbf{I}_f^{Gr} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ 0 \end{bmatrix}$ и $\Psi_{fo}^{Gr} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} \psi_{fdo} \\ 0 \end{bmatrix}$; \mathbf{R}_s^{Gr} , $\mathbf{L}_{s\sigma}^{Gr}$ — матрицы актив-

ных сопротивлений и индуктивностей рассеяния обмотки статора, $\mathbf{R}_s^{Gr} = r_s \mathbf{E}$ и $\mathbf{L}_{s\sigma}^{Gr} = l_{s\sigma} \mathbf{E}$, $\mathbf{E} = \text{diag} [1 \ 1]$; $\mathbf{L}_{f\sigma}^{Gr}$ — матрица индуктивностей рассеяния фиктивной обмотки возбуждения, $\mathbf{L}_{f\sigma}^{Gr} = \text{diag} [l_{f\sigma} \ 0]$; \mathbf{B} — матричный коэффициент, $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$.

В качестве следующего примера можно взять модель двухфазного синхронного реактивного двигателя в двухмерной прямоугольной системе координат Odq :

$$\mathbf{U}_s^{Gr} = \mathbf{A}_s(\theta) \mathbf{U}_s^{F_s};$$

$$\mathbf{U}_s^{Gr} = T_6 p \Psi_s^{Gr} + \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr};$$

$$\Psi_s^{Gr} = \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{s\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr};$$

$$\Psi_m^{Gr} = \mathbf{F}_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr}; \quad (4.12)$$

$$\mathbf{I}_m^{Gr} = \mathbf{I}_s^{Gr};$$

$$m = \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr};$$

$$m - m_c = T_j p \omega ;$$

$$\omega = T_6 p \theta ;$$

$$\mathbf{I}_s^{Fs} = \mathbf{A}_s^{-1}(\theta) \mathbf{I}_s^{Gr} ,$$

где векторы преобразованных напряжений, токов и потокосцеплений обмотки якоря раскрыты в уравнениях (4.11).

4.5. Учет насыщения магнитной цепи в моделях двигателей как объектов управления

Оптимальное управление электрическими двигателями, работающими с переменной нагрузкой и скоростью, требует изменения основного магнитного потока в широких пределах, включающих зону насыщения главной магнитной цепи. Поэтому задачи оптимального управления должны решаться с учетом насыщения магнитной цепи электрического двигателя.

4.5.1. Основные допущения

Насыщение электрических машин по главному пути проявляется в нелинейной связи между векторами результирующих намагничивающих токов и главных потокосцеплений. Так, в произвольно ориентированной системе координат Ox_{yz} связь между векторами результирующих намагничивающих токов \mathbf{I}_m и главных потокосцеплений Ψ_m определяется нелинейным оператором \mathbf{F}_m . В модели насыщенной машины структура оператора связи зависит от конструктивных особенностей исполнения магнитопровода машины и метода учета насыщения. Остановимся подробнее на методах учета насыщения в моделях электрических машин.

Известны [3, 14, 35, 36, 42, 43, 90, 92, 93, 137, 159, 160] различные методы, позволяющие учесть нелинейные свойства насыщенных электрических машин. Наиболее точные из них основаны на использовании теории электромагнитного поля. В самом общем виде задача состоит в определении индукции магнитного поля по заданному пространственному распределению плотности тока в обмотках машины. Решение этой задачи имеет различную степень идеализации. В инже-

нерных задачах расчет электромагнитных полей ведется численными методами. К наиболее распространенным численным методам относятся метод конечных элементов [35, 96, 160] и метод конечных разностей [14, 36, 93]. Для установившихся и переходных режимов работы электрических машин широко применяется метод зубцовых контуров [103] и метод детализированных схем замещения [90].

Перечисленные методы позволяют выполнять самые разнообразные расчеты электромагнитных полей в электрических машинах. С помощью этих методов можно учесть влияние насыщения магнитной цепи с минимальным количеством допущений. Однако при достаточно полном учете электромагнитных явлений в машине методы расчета магнитного поля весьма сложны и трудоемки. Поэтому применение их оправдано при разработке новых типов электрических машин, а также в тех случаях, когда требуется уточнение параметров и характеристик машины в связи с существенными электромагнитными нагрузками. Вместе с тем при умеренных электромагнитных нагрузках для промышленных типов электрических машин оказываются приемлемыми упрощенные методы расчета магнитного поля, учитывающие лишь главные явления в машине. Эти методы основаны на следующих общих для машин постоянного и переменного тока допущениях [3, 92, 104, 105, 118]:

- 1) единое магнитное поле в электрической машине, образуемое совместным действием всех обмоток, условно разделяется на две составляющие: главное магнитное поле и поля рассеяния. Силовые линии главного магнитного поля, проходя через воздушный зазор, охватывают как обмотку статора, так и обмотку ротора. Иными словами, с главным магнитным полем сцеплены все обмотки машины, что обеспечивает электромагнитную связь статора и ротора. Силовые линии магнитных полей рассеяния сцеплены только с собственными обмотками. Такому делению магнитного поля соответствует деление полного потокосцепления каждой из обмоток на главное потокосцепление и потокосцепление рассеяния;

- 2) электромагнитное поле в электрической машине считается плоскопараллельным. В плоскопараллельном электромагнитном поле вектор индукции магнитного поля лежит в плоскости поперечного сечения машины, а векторный потенциал и вектор плотности тока направлены параллельно оси вала;

- 3) неравномерный зазор, обусловленный зубчатой поверхностью сердечников, приводят к эквивалентному равномерному воздушному

зазору через коэффициент воздушного зазора, который определяют на основе решения уравнений электромагнитного поля с учетом переменной по длине полюсного деления величины воздушного зазора;

4) при определении потокосцеплений обмоток учитываются только основные пространственные гармоники магнитодвижущей силы и магнитной индукции в зазоре. Магнитная цепь, по которой протекает главный поток, считается нелинейной. Насыщением путей рассеяния и взаимным влиянием потоков рассеяния и главного магнитного потока пренебрегается.

При этих допущениях индукция главного магнитного поля в воздушном зазоре может быть рассчитана методом локальных характеристик намагничивания (локальных сечений) [3, 64, 104, 116, 117, 137 и др.].

4.5.2. Учет насыщения главной магнитной цепи в моделях явнополюсных двигателей

Рассмотрим применение метода локальных характеристик намагничивания для расчета магнитного поля насыщенных явнополюсных синхронных двигателей, уравнения которых записаны во вращающемся базисе \vec{G}_r .

Магнитное поле машины в любой точке воздушного зазора с координатой φ определяется результирующей магнитодвижущей силой f_m , создаваемой токами всех обмоток, и магнитной проводимостью λ_m , зависящей от геометрических размеров участков магнитной цепи:

$$b_m = \lambda_m f_m.$$

Результирующая магнитодвижущая сила является функцией времени t и угловой координаты φ :

$$f_m = f_m(\varphi, t) = \mathbf{I}_m^{G_r}(t) \bullet \mathbf{Q}_m^{G_r}(\varphi), \quad (4.13)$$

где $\mathbf{I}_m^{G_r}(t)$ — вектор результирующих намагничивающих токов; $\mathbf{Q}_m^{G_r}(\varphi)$ — обмоточная вектор-функция распределения магнитодвижущей силы в базисе \vec{G}_r ; φ — угловая координата, отсчитываемая вдоль воздушного зазора от фиксированной точки на статоре в направлении положительного отсчета углов.

При допущении о синусоидальном характере распределения обмоточных функций вдоль воздушного зазора

$$\mathbf{Q}_m^{G_r}(\varphi) = q_{\max} \begin{bmatrix} \cos \varphi \\ \sin \varphi \end{bmatrix},$$

где q_{\max} — амплитуда основных гармоник обмоточных функций.

В моделях явнополюсных машин, описанных в системе координат, синхронно вращающейся с индуктором, магнитная проводимость λ_m в каждое мгновение времени представляет периодическую функцию угловой координаты:

$$\lambda_m = \lambda_m(\varphi). \quad (4.14)$$

С учетом (4.13) и (4.14) пространственно-временная функция распределения магнитной индукции в зазоре

$$b_m = b_m(\varphi, t) = \lambda_m(\varphi) f_m(\varphi, t). \quad (4.15)$$

При фиксированном значении времени t функция (4.15) описывает пространственную волну магнитной индукции в воздушном зазоре:

$$b_m = b_m(\varphi) = b_m[f_m(\varphi), \lambda_m(\varphi)].$$

Ввиду нелинейного характера функции $\lambda_m(\varphi)$ пространственная волна магнитной индукции $b_m(\varphi)$ представляет собой периодическую несинусоидальную функцию угловой координаты φ , описываемую рядом Фурье. На основании допущения об отсутствии высших гармоник в кривой пространственного распределения магнитной индукции в зазоре выделяется основная гармоника:

$$b_{m1}(\varphi) = b_{m \max 1} \cos(\varphi - \xi_1),$$

где $b_{m \max 1}$ — мгновенная амплитуда; ξ_1 — мгновенная начальная фаза основной гармоники.

Потокосцепление обмотки определяется путем интегрирования главного магнитного потока в пределах активных сторон этой обмотки. Результатом интегрирования является фазное потокосцепление

$$\Psi_{jm} = s_{j1} b_{m \max 1} \cos(\varphi_m - \varphi_j),$$

где s_{j1} — конструктивная постоянная, учитывающая число витков обмотки и линейные размеры двигателя; φ_m — точка максимума результирующей магнитодвижущей силы; φ_j — угловая координата магнитной оси обмотки.

Зная потокосцепления фазных обмоток, можно построить изображающие векторы, преобразование которых к базису $\vec{\mathbf{G}}_r$ позволяет найти составляющие вектора $\Psi_m^{G_r}$.

Для перехода в дальнейшем к численным методам расчета целесообразно использовать разложение функции $b_m(\varphi)$ в ряд Фурье по ортогональным функциям. В этом случае коэффициенты при основных гармониках ортогональных функций ряда численно равны составляющим вектора Ψ_m :

$$\psi_{md} = c_1 \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} b_m(\varphi) \cos \varphi d\varphi ;$$

$$\psi_{mq} = c_1 \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} b_m(\varphi) \sin \varphi d\varphi ,$$

где c_1 — конструктивная постоянная, представляющая собой суммарную эффективную площадь сцепления витков базовой обмотки с главным магнитным потоком [115].

Таким образом, оператор связи \mathbf{F}_m выражается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_m^{G_r}(\varphi) &= q_{\max} \begin{bmatrix} \cos \varphi \\ \sin \varphi \end{bmatrix} ; \\ f_m(\varphi) &= \mathbf{I}_m^{G_r} \bullet \mathbf{Q}_m^{G_r}(\varphi) ; \\ b_m(\varphi) &= b_m[f_m(\varphi), \lambda_m(\varphi)] ; \\ \psi_{md} &= c_1 \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} b_m(\varphi) \cos \varphi d\varphi ; \\ \psi_{mq} &= c_1 \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} b_m(\varphi) \sin \varphi d\varphi ; \\ \Psi_m^{G_r} &= \begin{bmatrix} \psi_{md} \\ \psi_{mq} \end{bmatrix} . \end{aligned} \tag{4.16}$$

В случае практического использования этого подхода результирующую магнитодвижущую силу $f_m(\varphi, t)$ для каждого мгновения времени целесообразно представить в виде суммы падений магнитных напряжений в стали $f_c(\varphi)$ и воздушном зазоре $f_\delta(\varphi)$:

$$f_m(\varphi) = f_c(\varphi) + f_\delta(\varphi) .$$

Магнитная индукция $b_m(\varphi)$ связана с пространственной волной падения магнитного напряжения $f_c(\varphi)$ нелинейной зависимостью:

$$b_m(\varphi) = b_m[f_c(\varphi)] .$$

В то же время индукция $b_m(\varphi)$ может быть выражена через магнитную проводимость воздушного зазора $\lambda_\delta(\varphi)$ и падение магнитного напряжения $f_\delta(\varphi)$:

$$b_m(\varphi) = \lambda_\delta(\varphi) f_\delta(\varphi) .$$

При цифровом моделировании функция $f_m(\varphi)$ дискретизируется по координате φ :

$$f_m(\varphi_i) = f_{ci}(\varphi_i) + f_{\delta i}(\varphi_i) ,$$

где $\varphi_i = i\Delta\varphi$, $\Delta\varphi = \frac{\pi}{n_\varphi}$, $i = 0, 1, 2, \dots, (n_\varphi - 1)$. Здесь n_φ — число равноотстоящих точек, в которых определяется значение $f_m(\varphi)$.

Для каждого значения φ_i с учетом локальной характеристики $b_{mi}[f_{ci}(\varphi_i)]$ по данному сечению (контур интегрирования) определяется пространственная функция распределения магнитной индукции в зазоре $b_{mi}(\varphi_i)$. В этом случае нелинейный оператор \mathbf{F}_m выражается следующей системой уравнений:

$$\mathbf{Q}_m^{G_r}(\varphi_i) = q_{\max} \begin{bmatrix} \cos \varphi_i \\ \sin \varphi_i \end{bmatrix} ;$$

$$f_m(\varphi_i) = \mathbf{I}_m^{G_r} \bullet \mathbf{Q}_m^{G_r}(\varphi_i) ;$$

$$f_m(\varphi_i) = f_{ci}(\varphi_i) + f_{\delta i}(\varphi_i) ;$$

$$b_{mi}(\varphi_i) = b_{mi}[f_{ci}(\varphi_i)] ;$$

$$f_{\delta i}(\varphi_i) = \lambda_\delta^{-1}(\varphi_i) b_{mi}(\varphi_i) ;$$

$$b_{md} = \frac{2}{n_\varphi} \sum_{i=0}^{n_\varphi-1} b_{mi}(\varphi_i) \cos \varphi_i ;$$

$$b_{mq} = \frac{2}{n_\varphi} \sum_{i=0}^{n_\varphi-1} b_{mi}(\varphi_i) \sin \varphi_i ;$$

$$\Psi_m^{G_r} = c_1 \begin{bmatrix} b_{md} \\ b_{mq} \end{bmatrix} .$$

Схема алгоритма расчета вектора главных потокосцеплений $\Psi_m^{G_r}$ приведена на рис. 4.7.

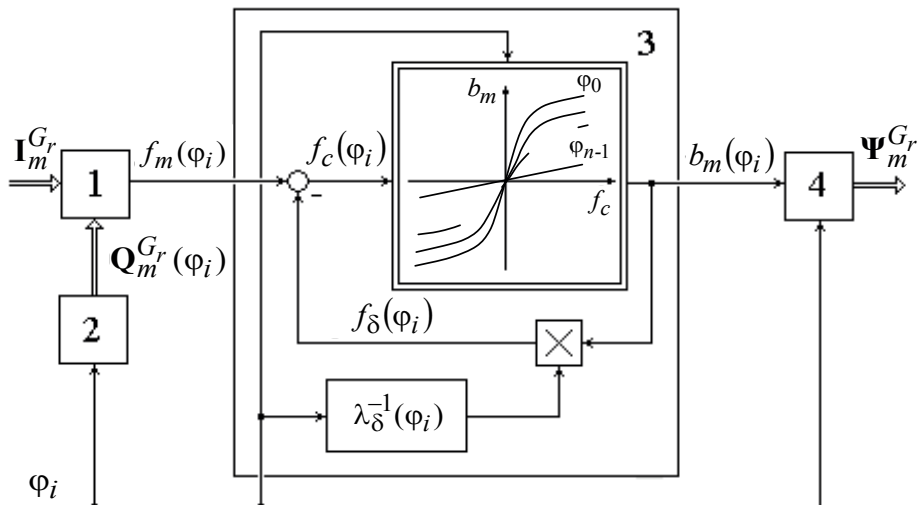


Рис. 4.7. Схемы алгоритма расчета вектора главных потокосцеплений

Для каждого фиксированного момента времени в блоке 1 вычисляется функция распределения магнитодвижущих сил $f_m(\varphi_i)$ по известным значениям составляющих вектора намагничивающих токов $I_m^{G_r}$ и вектор-функции распределения. Вектор-функция $Q_m^{G_r}$ определяется в блоке 2 для дискретных значений угловой координаты φ_i . В блоке 3 рассчитывается функция распределения магнитной индукции $b_{mi}(\varphi_i)$. В этих целях в блок 3 задаются значения функции распределения МДС $f_m(\varphi_i)$ и угловая координата φ_i . Вектор потокосцеплений $\Psi_m^{G_r}$ вычисляется в блоке 4 по данным расчета функции $b_{mi}(\varphi_i)$.

Приведенная вычислительная схема практически реализуется на ЦВМ. Решетчатая функция $b_{mi}(\varphi_i)$ вычисляется итерационным методом. Причем для определения амплитуд основных гармоник поперечной и продольной составляющих пространственной волны магнитной индукции расчет функции $b_{mi}(\varphi_i)$ повторяется для каждого дискретного момента времени, для которого требуется определение вектора $\Psi_m^{G_r}$.

Проблемным вопросом метода является описание моделей характеристик намагничивания $b_{mi}[f_{ci}(\varphi_i)]$ и магнитного сопротивления $\lambda_{\delta}^{-1}(\varphi_i)$ воздушного зазора в локальных сечениях φ_i , где $i = 0, 1, 2, \dots, (n_{\varphi} - 1)$. Существуют разные подходы к решению проблемы [116, 117, 137].

Наиболее общим является подход, при котором для каждого контура интегрирования, задаваясь различными значениями магнитной индукции в воздушном зазоре, на основе закона полного тока рассчитывают магнитную цепь:

$$i_m(\varphi_i) = \oint H_i(\varphi_i) dl, \quad i = \overline{0, n_{\varphi} - 1},$$

где φ_i — дискретная угловая координата; $H_i(\varphi_i)$ — напряженность магнитного поля в точке φ_i ; dl — элемент замкнутого контура.

Интеграл правой части обычно разбивается на отдельные участки, имеющие конечную длину. Такими участками являются воздушный зазор, зубцовая зона статора и ротора, ярмо статора и ротора. Результирующая магнитодвижущая сила $i_m(\varphi_i)$ уравнивается суммой падений магнитных напряжений в названных участках. В результате расчета получают характеристики

$$b_m(\varphi_i) = b_{mi}(f_c, \varphi_i), \quad i = \overline{0, n_{\varphi} - 1},$$

которые представляют собой локальные кривые намагничивания нелинейных участков магнитопровода для i -го контура интегрирования.

Метод построения локальных характеристик намагничивания, использующий закон полного тока, требует большого объема конструктивных параметров элементов магнитной цепи машины, которые, как правило, недоступны при разработке систем управления электропривода.

При моделировании насыщенных явнополюсных двигателей находит применение подход, при котором локальные характеристики намагничивания описываются аналитическими функциями. Коэф-

коэффициенты этих функций определяются по известным интегральным характеристикам намагничивания по продольной и поперечной осям либо только по продольной интегральной характеристике намагничивания. Интегральные характеристики намагничивания могут быть получены экспериментально и использованы в качестве эталонных кривых.

Рассмотрим один из возможных методов описания локальных характеристик намагничивания, учитывающий явнополюсность двигателя.

Из схемы алгоритма, приведенного на рис. 4.7, можно получить следующее уравнение равновесия падений магнитных напряжений:

$$f_{ci}[b_{mi}(\varphi_i)] + \lambda_{\delta}^{-1}(\varphi_i) b_{mi}(\varphi_i) - \mathbf{I}_m^{Gr} \bullet \mathbf{Q}_m^{Gr}(\varphi_i) = 0.$$

Заменив скалярное произведение векторов $\mathbf{Q}_m^{Gr}(\varphi_i)$ и \mathbf{I}_m^{Gr} выражением:

$$\mathbf{I}_m^{Gr} \bullet \mathbf{Q}_m^{Gr}(\varphi_i) = i_m \cos(\varphi_{i_m} - \varphi_i),$$

где i_m и φ_{i_m} — модуль и аргумент вектора результирующих намагничивающих токов, получим в неявном виде обобщенное уравнение локальной характеристики намагничивания для φ_i сечения:

$$f_{ci}[b_{mi}(\varphi_i)] + \lambda_{\delta}^{-1}(\varphi_i) b_{mi}(\varphi_i) - i_m \cos(\varphi_{i_m} - \varphi_i) = 0. \quad (4.17)$$

Выбрав полиномиальную форму описания падения магнитного напряжения $f_{ci}(\varphi_i)$, уравнение (4.17) приводим к виду:

$$\sum_{j=1}^n k_{j,i} b_{mi}^{2j-1}(\varphi_i) - i_m \cos(\varphi_{i_m} - \varphi_i) = 0, \quad (4.18)$$

где n — число слагаемых.

В уравнении (4.18) коэффициенты $k_{j,i}$ в общем случае рассматриваются как нелинейные функции угла локального сечения φ_i , конкретный вид которых определяется геометрией явнополюсного двигателя.

В [116, 117] предлагается следующая форма описания коэффициентов:

$$k_{j,i} = \begin{cases} k_{1,1} f(\varphi_i) & \text{при } j=1, \\ k_{1,1} & \text{при } j>1, \end{cases}$$

где $k_{1,1}$ — коэффициент, имеющий смысл магнитного сопротивления линейного участка локального контура в случае совпадения локаль-

ного сечения с продольной осью, т. е. при $\varphi_i = 0$ или $\varphi_i = \pi$; $f(\varphi_i)$ — нелинейная функция угла локального сечения, $f(\varphi_i) = 1 + k_{\text{яп}} \sin^{2n} \varphi_i$; $k_{\text{яп}}$ — коэффициент явнополюсности, представляющий собой относительную разность наибольшего (по поперечной оси) и наименьшего (по продольной оси) магнитных сопротивлений линейных участков локальных контуров, $k_{\text{яп}} = (k_{1\text{max}} - k_{1.1}) / k_{1.1}$. В частном случае для неявнополюсного двигателя $k_{\text{яп}} = 0$; n — коэффициент формы, учитывающий соотношение ширины полюсного наконечника и полюсного деления, $n \geq 1$.

Коэффициенты $k_{j,i}$ определяются путем итерационного приближения интегральных характеристик для продольного ($\varphi_i = 0$) и поперечного сечений ($\varphi_i = \pi/2$):

$$\psi_{md} = \frac{2}{n_\varphi} \sum_{i=0}^{n_\varphi-1} b_{mdi}(\varphi_i) \cos \varphi_i, \quad (4.19)$$

$$\psi_{mq} = \frac{2}{n_\varphi} \sum_{i=0}^{n_\varphi-1} b_{mqi}(\varphi_i) \sin \varphi_i \quad (4.20)$$

к эталонным интегральным характеристикам по продольной $\psi_{md}^*(i_{md})$ и поперечной $\psi_{mq}^*(i_{mq})$ осям.

Магнитные индукции $b_{mdi}(\varphi_i)$ и $b_{mqi}(\varphi_i)$ в (4.19) и (4.20) определяются решением уравнений локальных характеристик намагничивания для сечений $\varphi_i = 0$ или $\varphi_i = \pi$:

$$\sum_{j=1}^n k_{j,i} b_{mdi}^{2j-1}(\varphi_i) - i_{md} \cos \varphi_i = 0; \quad (4.21)$$

$$\sum_{j=1}^n k_{j,i} b_{mqi}^{2j-1}(\varphi_i) - i_{mq} \sin(\varphi_i) = 0. \quad (4.22)$$

Эталонные интегральные характеристики намагничивания находятся из уравнений:

$$\sum_{j=1}^n g_{d,j} (\psi_{md}^*)^{2j-1} - i_{md} = 0; \quad (4.23)$$

$$\sum_{j=1}^n g_{q,j} (\psi_{mq}^*)^{2j-1} - i_{mq} = 0, \quad (4.24)$$

$g_{d,j}$ и $g_{q,j}$ — известные постоянные коэффициенты.

Критерием сходимости интегральных характеристик является условие

$$J = \sum_{i=0}^{n_i-1} [(\psi_{md\,i}^* - \psi_{md\,i})^2 + (\psi_{mq\,i}^* - \psi_{mq\,i})^2] \leq \varepsilon, \quad (4.25)$$

где ε — заданная точность приближения; n_i — число равноотстоящих точек, в которых определяется результирующий намагничивающий ток при численном интегрировании.

Цифровой алгоритм расчета коэффициентов локальных характеристик представлен на рис. 4.8. В качестве исходных для реализации алгоритма вводятся следующие данные: $g_{d,j}$ и $g_{q,j}$ — коэффициенты интегральных характеристик намагничивания двигателя по продольной (d) и поперечной (q) осям; $k_{j,i\text{ нач}}$ — начальные приближения коэффициентов локальных характеристик намагничивания; $i_{md\text{ нач}}$ и $i_{mq\text{ нач}}$ — начальные значения результирующих намагничивающих токов; $\psi_{md\text{ нач}}$ и $\psi_{mq\text{ нач}}$ — начальные значения главных потокосцеплений; $b_{md\text{ нач}}$ и $b_{mq\text{ нач}}$ — начальные значения магнитной индукции; $\varphi_{\text{нач}}$ — начальный угол локального сечения; n_i и n_φ — числа равноотстоящих точек, в которых определяются результирующие намагничивающие токи и значение функции $f_m(\varphi)$; Δi_{md} , Δi_{mq} и $\Delta\varphi$ — шаги дискретизации результирующих намагничивающих токов и угла локального сечения; $\varepsilon_{i_{md}}$, $\varepsilon_{i_{mq}}$ и ε — положительные константы, определяющие точность численного решения соответствующих уравнений в алгоритме.

Приведенный алгоритм позволяет на основе заданных частных (эталонных) интегральных характеристик намагничивания произвести автоматический подбор параметров характеристик намагничивания локальных сечений, по которым (см. рис. 4.7) рассчитываются интегральные характеристики намагничивания $\psi_{md}(i_{md}, i_{mq})$ и $\psi_{mq}(i_{md}, i_{mq})$, определяющие координаты вектора главных потокосцеплений явнополюсного двигателя в зависимости от координат вектора результирующих токов намагничивания. Эти координаты вектора главных потокосцеплений являются компонентами интегральной вектор-функции намагничивания машины

$$\mathbf{F}_m^{G_r}(\mathbf{I}_m^{G_r}) = \begin{bmatrix} \psi_{md}(i_{md}, i_{mq}) \\ \psi_{mq}(i_{md}, i_{mq}) \\ 0 \end{bmatrix}$$

в ортогональной системе координат $Odql$. Представление данной интегральной вектор-функции намагничивания машины в системе координат $Odql$ позволяет учесть взаимовлияние процессов по продольной и поперечной осям машины.

Метод локальных сечений может быть использован при построении математических моделей как явнополюсных синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением и постоянными магнитами, так и синхронных реактивных двигателей.

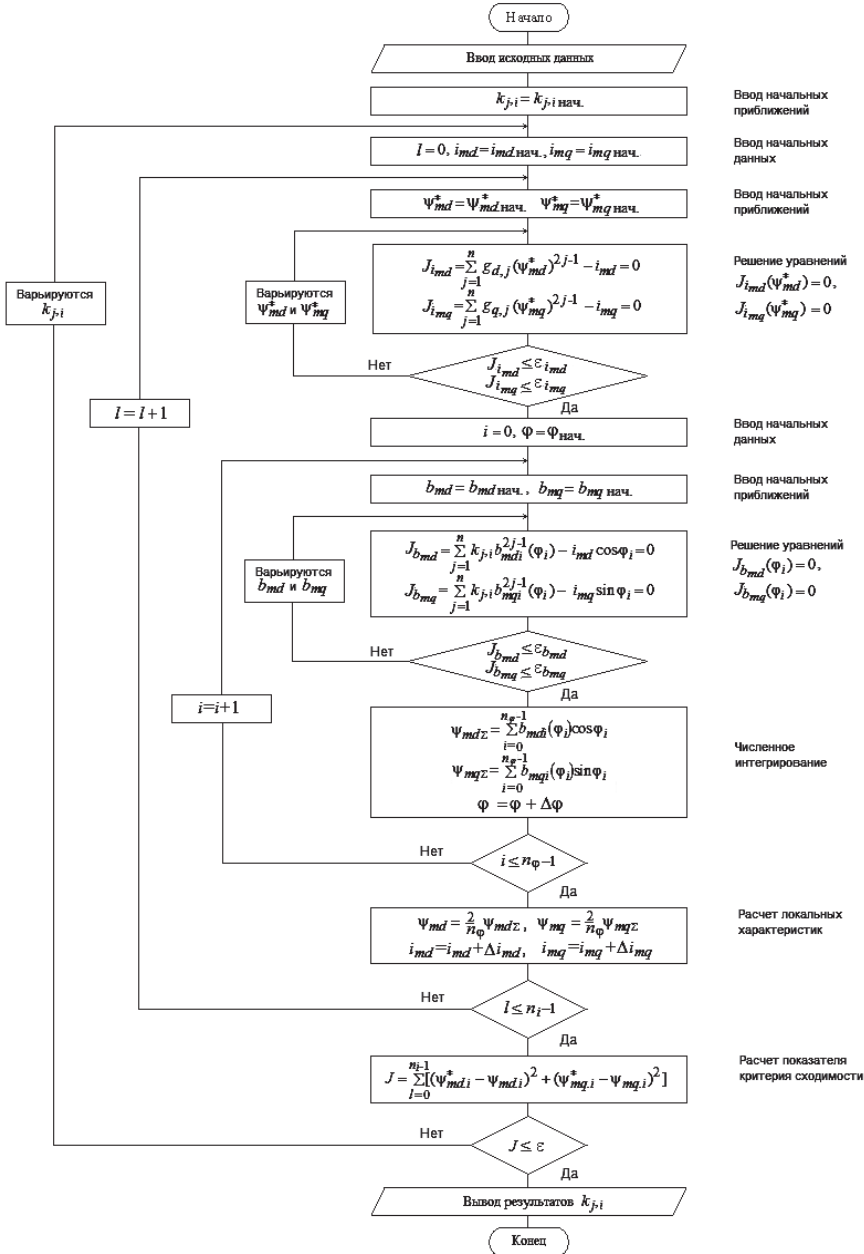


Рис. 4.8. Алгоритм расчета коэффициентов локальных характеристик

Например, анизотропия ротора в синхронных реактивных двигателях в описанном методе задается через коэффициенты $g_{d,j}$ и $g_{q,j}$ эталонных интегральных характеристик намагничивания (4.23) и (4.24). Поэтому метод локальных сечений позволяет учесть не только анизотропию ротора, но и степень насыщения по продольной и поперечной осям двигателя.

Следует отметить, что расчет интегральной вектор-функции намагничивания методом локальных сечений требует больших затрат машинного времени. Однако представление конечных характеристик намагничивания $\psi_{md}(i_{md}, i_{mq})$ и $\psi_{mq}(i_{md}, i_{mq})$ в виде табличных функций оказывается удобным как при математическом моделировании, так и при реализации в микропроцессорных системах управления, поскольку не требует проведения повторных расчетов этих характеристик на каждом шаге интегрирования.

4.5.3. Учет насыщения главной магнитной цепи в моделях неявнополюсных двигателей

В симметричных неявнополюсных машинах переменного тока радиус-вектор главных потокосцеплений $\vec{\Psi}_m$ совпадает по направлению с радиус-вектором результирующих намагничивающих токов \vec{I}_m . Любое приращение вектора токов \vec{I}_m вызывает приращение вектора потокосцеплений $\vec{\Psi}_m$ без изменения его направления, при условии неизменности пространственного положения вектора \vec{I}_m , т. е. векторы \vec{I}_m и $\vec{\Psi}_m$ — коллинеарные. Данное обстоятельство существенно упрощает модель нелинейного оператора связи между векторами главных потокосцеплений и результирующих намагничивающих токов, так как в этом случае вместо локальных характеристик намагничивания можно пользоваться одной нормальной характеристикой намагничивания электрической машины:

$$\psi_m = \psi_m(i_m),$$

где i_m и ψ_m — скалярные величины, определяемые через составляющие алгебраических векторов результирующих намагничивающих токов и главных потокосцеплений, $i_m = \sqrt{\vec{I}_m \bullet \vec{I}_m}$ и $\psi_m = \sqrt{\vec{\Psi}_m \bullet \vec{\Psi}_m}$.

Оператор F_m может быть задан переменной тангенциальной дифференциальной индуктивностью, определяемой по нормальной кривой намагничивания [118]:

$$l_m = \frac{\Psi_m(i_m)}{i_m} = l_m(i_m).$$

Тогда уравнение связи между алгебраическими векторами Ψ_m и I_m принимает следующий вид:

$$\Psi_m = l_m(i_m)I_m.$$

Если кривая намагничивания задана функцией $i_m = i_m(\psi_m)$, то существует обратный оператор $[F_m]^{-1}$, позволяющий найти вектор результирующих намагничивающих токов по известному вектору главных потокосцеплений:

$$I_m = l_m^{-1}(\psi_m)\Psi_m,$$

где

$$l_m^{-1}(\psi_m) = \frac{i_m(\psi_m)}{\psi_m}.$$

Алгоритмы расчета главного потокосцепления и параметров, зависящих от насыщения, для моделей неявнополюсной машины с переменными состояниями $\psi_s - \psi_r$ и $\psi_r - i_s$ подробно рассмотрены в [115]. Приведем еще один возможный алгоритм расчета главного потокосцепления ψ_m и индуктивности l_m модели насыщенной машины, когда в качестве известных текущих переменных состояния принимаются составляющие векторов потокосцеплений статора ψ_{sx} , ψ_{sy} и токов ротора i_{rx} , i_{ry} .

Для построения алгоритма используется полученное для этого случая нелинейное уравнение связи:

$$\psi_m + l_{s\sigma}i_m(\psi_m) = \sqrt{(\psi_{sx} + l_{s\sigma}i_{rx})^2 + (\psi_{sy} + l_{s\sigma}i_{ry})^2},$$

где $l_{s\sigma}$ — постоянная индуктивность рассеяния обмотки статора. Решение этого уравнения находится численно при заданных текущих значениях ψ_{sx} , ψ_{sy} , i_{rx} и i_{ry} , то есть при известной правой части уравнения:

$$\psi = \sqrt{(\psi_{sx} + l_{s\sigma}i_{rx})^2 + (\psi_{sy} + l_{s\sigma}i_{ry})^2}.$$

Если кривая намагничивания представлена в виде функции $i_m = i_m(\psi_m)$, то искомое значение главного потокосцепления можно найти, например, методом Ньютона по итерационной формуле:

$$\psi_{m\,n+1} = \psi_{m\,n} - \lambda \frac{\Delta\psi}{d\Delta\psi / d\psi_m},$$

где $\Delta\psi$ и $d\Delta\psi/d\psi_m$ — невязка и производная от невязки по ψ_m ,

$$\Delta\psi = \psi_m + l_{s\sigma} i_m(\psi_m) - \psi;$$

$$\frac{d\Delta\psi}{d\psi_m} = 1 + l_{s\sigma} \frac{di_m(\psi_m)}{d\psi_m}.$$

Числовой множитель λ в итерационной формуле определяет устойчивость и скорость сходимости метода.

Для аппроксимации кривой намагничивания $i_m = i_m(\psi_m)$, которая исходно представляется в графической либо табличной форме, обычно используют гладкие полиномиальные функции [24, 115]. Индуктивность l_m находится через ψ_m и i_m по приведенным выше выражениям. На рис. 4.9 представлен алгоритм расчета потокосцепления ψ_m и индуктивности i_m , зависящих от насыщения двигателя. В качестве начального приближения принимается $\psi_m = \psi$.

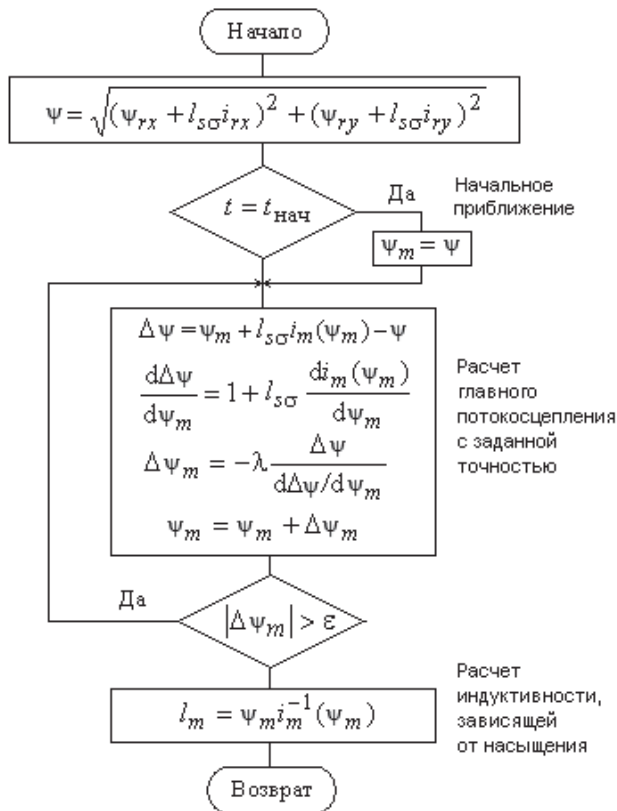


Рис. 4.9. Алгоритм расчета главного потокосцепления и индуктивности

4.6. Математические модели вентильных преобразователей

4.6.1. Основные типы преобразователей частоты

В регулируемых электроприводах переменного тока применяют полупроводниковые преобразователи частоты, которые по типу связи с питающей сетью делятся на два вида [39, 115]:

- двухзвенные преобразователи частоты (ДПЧ);
- непосредственные преобразователи частоты (НПЧ).

Двухзвенные преобразователи частоты имеют промежуточное звено постоянного тока. Основными элементами таких преобразователей являются выпрямитель, фильтр промежуточного звена постоянного тока и автономный инвертор.

По типу инвертора, который представляет собой коммутатор на полупроводниковых силовых ключах, ДПЧ подразделяются на два класса:

- с автономным инвертором напряжения (АИН);
- с автономным инвертором тока (АИТ).

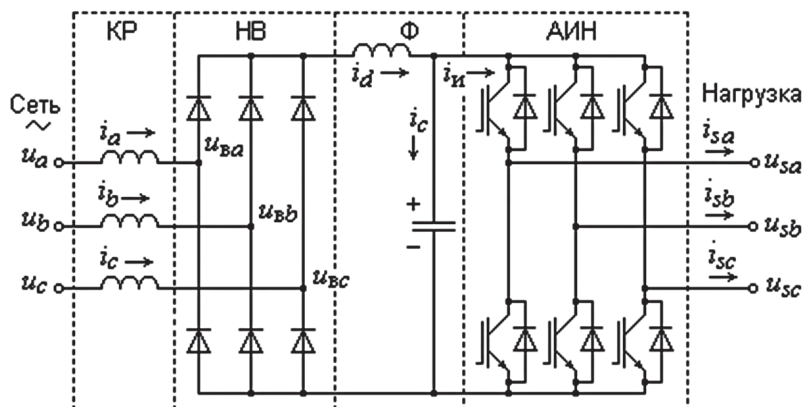
Из числа ДПЧ широкое применение в регулируемых электроприводах находят преобразователи частоты, выполненные по схемам силовых цепей, приведенных на рис. 4.10.

Преобразователь частоты (см. рис. 4.10, *а*) содержит неуправляемый выпрямитель (НВ) с коммутирующим реактором (КР) на входе, фильтр (Ф) в звене постоянного тока и автономный инвертор напряжения либо (см. рис. 4.10, *б*) управляемый выпрямитель (УВ) с фильтром Ф и автономный инвертор тока с емкостным фильтром на выходе (ФВ). Автономные инверторы в этом случае работают в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ) выходного напряжения либо тока. Практические схемы силовых цепей преобразователей дополняются коммутирующим устройством подключения преобразователя к питающей сети переменного тока и элементами общей защиты преобразователя от аварийных режимов.

Преобразователи частоты с АИН при установке на входе неуправляемого выпрямителя не позволяют рекуперировать энергию в сеть переменного тока при торможении двигателя. В генераторном режиме двигателя отдаваемая им энергия рассеивается в элементах инвертора и резисторе тормозного устройства, который через полупроводниковый ключ подключается к шинам постоянного тока. Кроме того, при

работе электропривода в двигательном режиме коэффициент мощности преобразователя всегда меньше единицы при естественной коммутации вентилей выпрямителя.

a



б

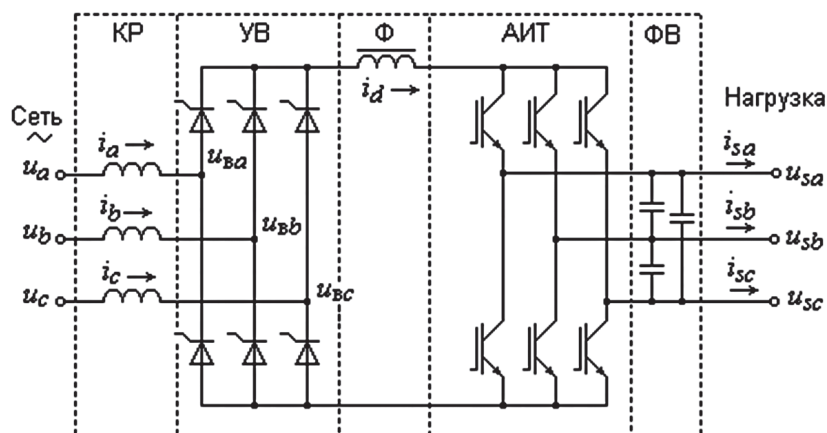


Рис. 4.10. Двухзвенные преобразователи частоты:

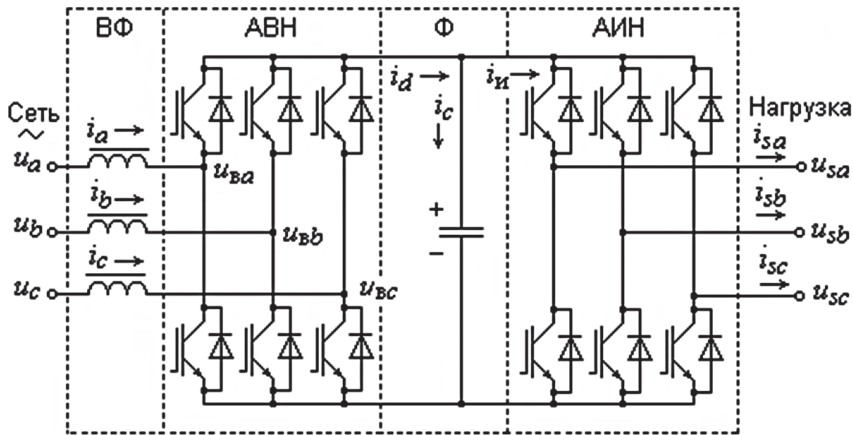
a — с АИН; *б* — с АИТ

В преобразователях частоты с АИТ на входе устанавливается управляемый выпрямитель. Такой преобразователь обеспечивает двухсторонний обмен энергией между сетью и двигателем. Однако коэффициент мощности на входе преобразователя с АИТ в регулируемом электроприводе может быть значительно меньше единицы.

При высоких требованиях по совместимости преобразователя с питающей сетью, а также в случаях, когда для осуществления режимов

электропривода выгоден обмен энергией между сетью и двигателем, используются преобразователи частоты на основе двухзвенного симметричного инвертора напряжения (тока) с широтно-импульсной модуляцией. Схемы главных цепей таких преобразователей приведены на рис. 4.11.

а



б

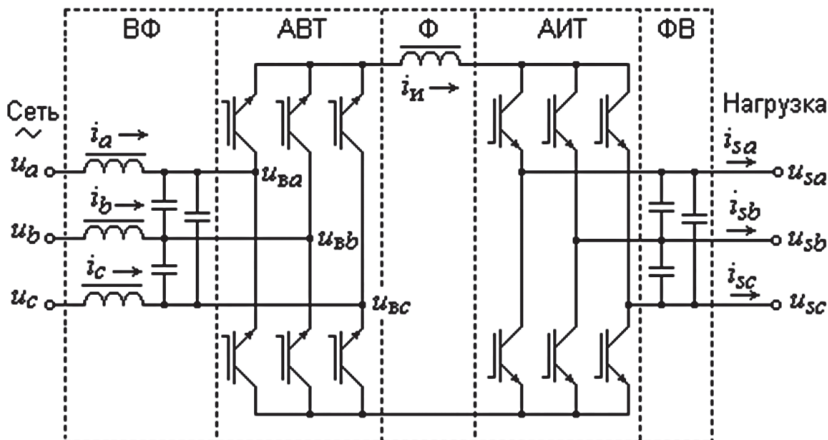


Рис. 4.11. Двухзвенные преобразователи частоты с активными выпрямителями:

а — с АВН; б — с АВТ

В двухзвенных симметричных преобразователях с инверторами напряжения и тока входные звенья получили название активных выпрямителей напряжения (АВН) и тока (АВТ) соответственно. Активный

выпрямитель напряжения преобразует напряжение питания в регулируемое выпрямленное напряжение на конденсаторах фильтра Φ , а активный выпрямитель тока — в регулируемый ток реактора фильтра Φ звена постоянного тока. Фильтрация высокочастотных составляющих напряжений (токов) ДПЧ с активным выпрямителем АВН (АВТ) обеспечивается входным фильтром (ВФ).

Активные выпрямители сочетают возможность двухстороннего обмена энергией между сетью переменного и шинами постоянного тока с возможностью значительного улучшения гармонического состава потребляемого тока и коэффициента мощности преобразователя частоты.

Непосредственные преобразователи частоты на тиристорах с естественной коммутацией находят применение для тихоходных регулируемых электроприводов большой мощности. Однако наиболее полно возможности НПЧ как устройства однократного преобразования энергии раскрываются тогда, когда они выполняются на полностью управляемых полупроводниковых ключах с двухсторонней симметричной проводимостью (матричные НПЧ). При специальных алгоритмах управления матричные НПЧ обеспечивают двухсторонний обмен энергии между сетью и двигателем при однократном ее преобразовании и коэффициенте мощности, равном единице [37].

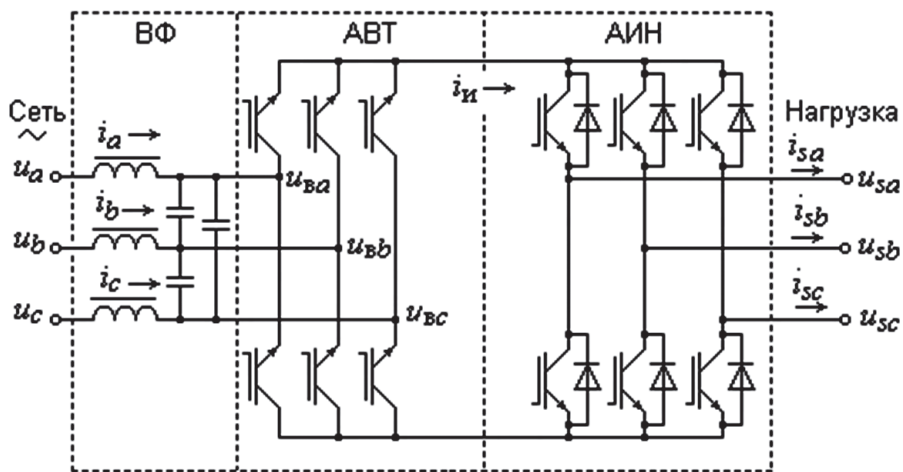


Рис. 4.12. Двухзвенно-непосредственный преобразователь частоты

В работ [37] показано, что НПЧ может быть выполнен в виде последовательного соединения АВТ и АИН, объединенных неявным звеном постоянного тока (рис. 4.12). Такие преобразователи частоты

получили название двухзвенно-непосредственных преобразователей (ДНПЧ). При этом также удастся обеспечить двунаправленную передачу энергии между сетью и нагрузкой с возможностью регулирования коэффициента мощности. Преимуществом ДНПЧ является отсутствие силового фильтра в звене постоянного тока. При этом ДНПЧ по своим динамическим и энергетическим показателям не уступает традиционным матричным НПЧ.

Применение ДПЧ с активными выпрямителями и НПЧ (ДНПЧ) на полностью управляемых полупроводниковых приборах позволяет решать на качественно более высоком уровне задачи энергосбережения в системах автоматизированного электропривода при выполнении ими основной технологической задачи.

Вопросам математического моделирования силовых полупроводниковых преобразователей посвящено большое число работ [37, 39, 115 и др.], в которых в зависимости от целей исследования используются различные методы описания и уровни допущений. Полупроводниковые преобразователи представляют собой нелинейные дискретные устройства с чередующимися рабочими и коммутационными процессами. Одновременный учет этих факторов существенно усложняет математические модели преобразователей и практически исключает возможность их использования для аналитического анализа не только переходных, но и установившихся режимов. В этой связи представляют интерес упрощенные непрерывные модели, полученные на основе непрерывной аппроксимации коммутационных функций полупроводниковых преобразователей [37, 115, 133]. Метод непрерывной аппроксимации позволяет выделить из полных значений переменных состояния системы такие непрерывные составляющие, которые несут основную энергетическую нагрузку.

Рассмотрим эквивалентные непрерывные модели основных типов полупроводниковых преобразователей.

4.6.2. Модели преобразователей частоты с АИН

Модель ДПЧ по схеме «НВ — АИН». Схема ДПЧ приведена на рис. 4.10, а. Полная модель ДПЧ, полученная методом непрерывной аппроксимации, представляет собой систему дифференциальных уравнений выпрямителя НВ с коммутирующим реактором КР, фильтра Φ звена постоянного тока и АИН с симметричной двухсторонней ШИМ. Уравнения НВ и АИН записываются во вращающихся с произвольной угловой скоростью декартовых системах координат $Ox_{\text{хуз}}$.

Введем векторы-столбцы, составленные из преобразованных мгновенных относительных значений основных гармоник напряжений сети, напряжений и токов на силовом входе выпрямителя:

$$\mathbf{U}_{\text{df}} = \begin{bmatrix} u_x \\ u_y \\ u_z \end{bmatrix}; \mathbf{I}_{\text{df}} = \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix}; \mathbf{U}_{\text{B df}} = \begin{bmatrix} u_{\text{Bx}} \\ u_{\text{By}} \\ u_{\text{Bz}} \end{bmatrix}; \mathbf{I}_{\text{B df}} = \begin{bmatrix} i_{\text{Bx}} \\ i_{\text{By}} \\ i_{\text{Bz}} \end{bmatrix}.$$

В качестве полезной непрерывной составляющей коммутационной функции НВ выделяется ее основная гармоника

$$\Phi_{\text{B df}}^F = \begin{bmatrix} f_{\text{Ba}} \\ f_{\text{Bb}} \\ f_{\text{Bc}} \end{bmatrix} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \cos\theta_i \\ \cos(\theta_i - \Delta) \\ \cos(\theta_i + \Delta) \end{bmatrix},$$

где θ_i — угол поворота обобщенного вектора коммутационной функции выпрямителя или результирующего вектора токов сети относительно фазы А питающего напряжения.

После преобразования Φ_{B}^F к системе координат Ox_{uz} получаем:

$$\Phi_{\text{B df}} = \begin{bmatrix} f_{\text{Bx}} \\ f_{\text{By}} \\ f_{\text{Bz}} \end{bmatrix} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \begin{bmatrix} \cos(\theta_i - \theta_{\kappa}) \\ \sin(\theta_i - \theta_{\kappa}) \\ 0 \end{bmatrix}.$$

При составлении векторов преобразованных непрерывных переменных и коммутационной функции АИН в качестве полезных составляющих используют усредненные за период несущей частоты величины:

$$\mathbf{U}_s = \begin{bmatrix} u_{\text{sx}} \\ u_{\text{sy}} \\ u_{\text{sz}} \end{bmatrix}; \mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} i_{\text{sx}} \\ i_{\text{sy}} \\ i_{\text{sz}} \end{bmatrix}; \Phi_{\text{ин df}} = \begin{bmatrix} f_{\text{ix}} \\ f_{\text{iy}} \\ f_{\text{iz}} \end{bmatrix}.$$

Усредненная коммутационная вектор-функция [81]:

$$\Phi_{\text{ин df}} = \begin{bmatrix} f_{\text{ix}} \\ f_{\text{iy}} \\ f_{\text{iz}} \end{bmatrix} = \frac{1}{2U_o} \mathbf{U}_s^* = \frac{1}{2U_o} \begin{bmatrix} u_{\text{sx}}^* \\ u_{\text{sy}}^* \\ u_{\text{sz}}^* \end{bmatrix}, \quad (4.26)$$

где U_o — амплитуда опорного сигнала.

Переменные фильтра Φ звена постоянного тока имеют скалярный характер и связаны с векторными переменными с помощью коммутационных вектор-функций выпрямителя и инвертора.

С учетом введенных обозначений для переменных уравнения модели ДПЧ по схеме «НВ — АИН» имеют следующий вид:

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}_B + \mathbf{R}_{кр} \mathbf{I} + T_6 \mathbf{L}_{кр} p \mathbf{I} + \omega_k \mathbf{B} \mathbf{L}_{кр} \mathbf{I} ; \quad (4.27)$$

$$u_B = \frac{3}{2} \Phi_B \bullet \mathbf{U}_B ; \quad (4.28)$$

$$\mathbf{I} = i_d \Phi_B ; \quad (4.29)$$

$$u_d = \begin{cases} u_B & \text{при } f = 0, \\ u_{и} & \text{при } f = 1; \end{cases} \quad (4.30)$$

$$T_6 p i_d = l_d^{-1} [(u_d - u_{и}) - r_d i_d] ; \quad (4.31)$$

$$T_6 p u_{и} = c_d^{-1} i_c ; \quad (4.32)$$

$$i_c = i_d - i_{и} ; \quad (4.33)$$

$$\mathbf{U}_s = u_{и} \Phi_{ин} ; \quad (4.34)$$

$$\Phi_{ин} = \Phi_{ин}(\mathbf{U}_s^*) ; \quad (4.35)$$

$$i_{и} = \frac{3}{2} \Phi_{ин} \bullet \mathbf{I}_s ; \quad (4.36)$$

$$\omega_k = T_6 p \theta_k , \quad (4.37)$$

где $\mathbf{R}_{кр}$, $\mathbf{L}_{кр}$ — преобразованные матрицы относительных активных сопротивлений и индуктивностей коммутирующих реакторов,

$$\mathbf{R}_{кр} = \begin{bmatrix} r_{кр} & 0 & 0 \\ 0 & r_{кр} & 0 \\ 0 & 0 & r_{кр} \end{bmatrix} \text{ и } \mathbf{L}_{кр} = \begin{bmatrix} l_{кр} & 0 & 0 \\ 0 & l_{кр} & 0 \\ 0 & 0 & l_{кр} \end{bmatrix} ;$$

$r_{кр}$ и $l_{кр}$ — параметры коммутирующих реакторов.

Для определения момента записания выпрямителя в генераторном режиме двигателя в (4.30) введена пороговая функция

$$f = \text{sg}(u_B - u_{и}) \text{sg}(i_d) ,$$

где

$$\text{sg}(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } x \leq 0, \\ 0 & \text{при } x > 0. \end{cases}$$

Модель выпрямителя представлена уравнениями (4.27)–(4.29) и (4.37), модель фильтра звена постоянного тока — уравнениями (4.30)–(4.33), в которых r_d и l_d — относительные активное сопротивление и индуктивность сглаживающего реактора, а c_d — емкость конденсаторов фильтра, и наконец, автономный инвертор напряжения описывается уравнениями (4.34)–(4.36).

Модель ДПЧ по схеме «АВН — АИН». Для преобразователя частоты, схема которого приведена на рис. 4.11, а, математическая модель составляется из уравнений ВФ, АВН и АИН. При записи уравнений АВН и АИН во вращающихся прямоугольных системах координат эквивалентная непрерывная модель ДПЧ имеет следующий вид:

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}_v + \mathbf{R}_{\text{вф}} \mathbf{I} + T_6 \mathbf{L}_{\text{вф}} p \mathbf{I} + \omega_k \mathbf{B} \mathbf{L}_{\text{вф}} \mathbf{I}; \quad (4.38)$$

$$\mathbf{U}_v = u_d \Phi_{\text{авн}}; \quad (4.39)$$

$$\Phi_{\text{авн}} = \Phi_{\text{авн}}(\mathbf{U}_2^*); \quad (4.40)$$

$$i_d = \frac{3}{2} \Phi_{\text{авн}} \bullet \mathbf{I}; \quad (4.41)$$

$$i_c = i_d - i_u; \quad (4.42)$$

$$T_6 p u_{\text{и}} = c_d^{-1} i_c; \quad (4.43)$$

$$\mathbf{U}_s = u_{\text{и}} \Phi_{\text{ин}}; \quad (4.44)$$

$$\Phi_{\text{ин}} = \Phi_{\text{ин}}(\mathbf{U}_s^*); \quad (4.45)$$

$$i_{\text{и}} = \frac{3}{2} \Phi_{\text{ин}} \bullet \mathbf{I}_s; \quad (4.46)$$

$$\omega_k = T_6 p \theta_k, \quad (4.47)$$

где $\mathbf{R}_{\text{вф}}$, $\mathbf{L}_{\text{вф}}$ — преобразованные матрицы относительных активных

сопротивлений и индуктивностей входного фильтра, $\mathbf{R}_{\text{вф}} = \begin{bmatrix} r_{\text{вф}} & 0 & 0 \\ 0 & r_{\text{вф}} & 0 \\ 0 & 0 & r_{\text{вф}} \end{bmatrix}$

$$\text{и } \mathbf{L}_{\text{вф}} = \begin{bmatrix} l_{\text{вф}} & 0 & 0 \\ 0 & l_{\text{вф}} & 0 \\ 0 & 0 & l_{\text{вф}} \end{bmatrix}; r_{\text{вф}}, l_{\text{вф}} - \text{параметры входного фильтра.}$$

В уравнениях (4.38)–(4.41) АВН компонентами изображающих векторов являются преобразованные, усредненные за период опорного сигнала относительные значения фазных напряжений источника питания, напряжений и токов на силовом входе. Усредненная коммутационная вектор-функция активного выпрямителя

$$\Phi_{\text{авн}} =_{\text{df}} \begin{bmatrix} f_{\text{вх}} \\ f_{\text{вy}} \\ f_{\text{вz}} \end{bmatrix} = \frac{1}{2U_{\text{ов}}} \mathbf{U}_{\text{в}}^* = \frac{1}{2U_{\text{ов}}} \begin{bmatrix} u_{\text{вх}}^* \\ u_{\text{вy}}^* \\ u_{\text{вz}}^* \end{bmatrix}, \quad (4.48)$$

где $u_{\text{вх}}^*$, $u_{\text{вy}}^*$ и $u_{\text{вz}}^*$ — управляющие сигналы; $U_{\text{ов}}$ — амплитуда опорного сигнала ШИМ.

4.6.3. Модели преобразователей частоты с АИТ

Модель ДПЧ по схеме «УВ — АИТ». Схема преобразователя частоты с управляемым выпрямителем и автономным инвертором тока приведена на рис. 4.10, б. Модель такого преобразователя должна учитывать зависимость выпрямленного напряжения (u_d) от напряжения управления (u_y), наличие L-фильтра в звене постоянного тока, свойства АИТ как источника тока и присутствие на выходе инвертора С-фильтра. Эквивалентная непрерывная модель ДПЧ по схеме «УВ — АИТ», отражающая эти особенности, может быть представлена следующей системой уравнений:

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}_{\text{в}} + \mathbf{R}_{\text{кр}} \mathbf{I} + T_{\text{б}} \mathbf{L}_{\text{кр}} p \mathbf{I} + \omega_{\text{к1}} \mathbf{B} \mathbf{L}_{\text{вф}} \mathbf{I}; \quad (4.49)$$

$$u_d = \frac{3}{2} \Phi_{\text{в}} \bullet \mathbf{U}_{\text{в}}; \quad (4.50)$$

$$\mathbf{I} = i_d \Phi_{\text{в}}; \quad (4.51)$$

$$\Phi_{\text{в}} = \Phi_{\text{в}}[\alpha(u_y)]; \quad (4.52)$$

$$T_{\text{б}} p i_d = l_d^{-1} (u_d - r_d i_d - u_{\text{и}}); \quad (4.53)$$

$$\mathbf{I}_{\text{и}} = i_d \Phi_{\text{ит}}; \quad (4.54)$$

$$\Phi_{\text{ит}} = \Phi_{\text{ит}}(\mathbf{I}_{\text{и}}^*); \quad (4.55)$$

$$u_{\text{и}} = \frac{3}{2} \Phi_{\text{ит}} \bullet \mathbf{U}_{\text{и}}; \quad (4.56)$$

$$\mathbf{I}_{\text{и}} - \mathbf{I}_s = T_6 \mathbf{C}_{\text{фв}} p \mathbf{U}_s + \omega_{\kappa 2} \mathbf{B} \mathbf{C}_{\text{фв}} \mathbf{U}_s; \quad (4.57)$$

$$\omega_{\kappa 1} = T_6 p \theta_{\kappa 1}; \quad (4.58)$$

$$\omega_{\kappa 2} = T_6 p \theta_{\kappa 2}. \quad (4.59)$$

В уравнениях управляемого выпрямителя (4.49)–(4.52) коммутационная функция

$$\Phi_{\text{в}} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} u^{-1} \mathbf{A}[\alpha(u_y)] \mathbf{U}_{\text{в}},$$

где u — модуль вектора напряжений на силовом входе выпрямителя, $u = (\mathbf{U}_{\text{в}} \bullet \mathbf{U}_{\text{в}})^{1/2}$; $\mathbf{A}[\alpha(u_y)]$ — матрица преобразования угла управления выпрямителя,

$$\mathbf{A}[\alpha(u_y)] = \begin{bmatrix} \cos[\alpha(u_y)] & -\sin[\alpha(u_y)] & 0 \\ \sin[\alpha(u_y)] & \cos[\alpha(u_y)] & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$\alpha(u_y)$ — характеристика системы импульсно-фазового устройства выпрямителя.

В уравнениях автономного инвертора тока (4.54)–(4.57)

$$\mathbf{U}_s =_{\text{df}} \begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \\ u_{sz} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}_s =_{\text{df}} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ i_{sz} \end{bmatrix}; \quad \Phi_{\text{ит}} =_{\text{df}} \begin{bmatrix} f_{\text{иx}} \\ f_{\text{иy}} \\ f_{\text{из}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{U}_{\text{и}} =_{\text{df}} \begin{bmatrix} u_{\text{иx}} \\ u_{\text{иy}} \\ u_{\text{из}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}_{\text{и}} =_{\text{df}} \begin{bmatrix} i_{\text{иx}} \\ i_{\text{иy}} \\ i_{\text{из}} \end{bmatrix} —$$

изображающие векторы, составленные из преобразованных, усредненных за период опорного сигнала ШИМ относительных значений напряжений и токов на силовом выходе, а также коммутационной вектор-функции и выходных напряжений и токов инвертора.

Усредненная коммутационная вектор-функция с учетом коэффициента преобразования тока для трехфазной мостовой схемы АИТ с ШИМ [115]

$$\Phi_{\text{ит}} = \frac{\sqrt{3}}{2I_o} \mathbf{I}_{\text{и}}^* = \frac{\sqrt{3}}{2I_o} \begin{bmatrix} i_{\text{их}}^* \\ i_{\text{иу}}^* \\ i_{\text{из}}^* \end{bmatrix},$$

где $i_{\text{их}}^*$, $i_{\text{иу}}^*$ и $i_{\text{из}}^*$ — управляющие сигналы на информационном входе; I_o — амплитуда опорного сигнала ШИМ.

Модель С-фильтра на выходе АИТ представлена уравнением (4.46), в котором матрица емкостей

$$\mathbf{C}_{\text{фв}} = \begin{bmatrix} c_{\text{фв}} & 0 & 0 \\ 0 & c_{\text{фв}} & 0 \\ 0 & 0 & c_{\text{фв}} \end{bmatrix}, \text{ где } c_{\text{фв}} \text{ — параметр ФВ.}$$

Модель ДПЧ по схеме «АВТ — АИТ». Коммутатор активного выпрямителя тока, работающий в режиме ШИМ, представляет собой обращенный автономный инвертор тока. Поэтому для моделирования АВТ можно использовать аналогичные по структуре уравнения напряжений и токов коммутатора АИТ. С учетом буферного LC-фильтра на входе выпрямителя (см. рис. 4.11, б) эквивалентная непрерывная модель ДПЧ по схеме «АВТ — АИТ» принимает следующий вид:

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}_\text{в} + \mathbf{R}_\text{вф} \mathbf{I} + T_\text{б} \mathbf{L}_\text{вф} p \mathbf{I} + \omega_{\text{кл}} \mathbf{B} \mathbf{L}_\text{вф} \mathbf{I}; \quad (4.60)$$

$$\mathbf{I}_\text{ф} = T_\text{б} \mathbf{C}_\text{вф} p \mathbf{U}_\text{в} + \omega_{\text{кл}} \mathbf{B} \mathbf{C}_\text{вф} \mathbf{U}_\text{в}; \quad (4.61)$$

$$\mathbf{I}_\text{ф} = \mathbf{I} - \mathbf{I}_\text{в}; \quad (4.62)$$

$$\Phi_{\text{авт}} = \Phi_{\text{авт}}(\mathbf{I}_\text{в}^*); \quad (4.63)$$

$$\mathbf{I}_\text{в} = i_d \Phi_{\text{авт}}; \quad (4.64)$$

$$u_d = \frac{3}{2} \Phi_{\text{авт}} \bullet \mathbf{U}_\text{в}; \quad (4.65)$$

$$T_\text{б} p i_d = l_d^{-1} (u_d - r_d i_d - u_\text{и}); \quad (4.66)$$

$$\mathbf{I}_\text{и} = i_d \Phi_{\text{ит}}; \quad (4.67)$$

$$\Phi_{\text{ит}} = \Phi_{\text{ит}}(\mathbf{I}_\text{и}^*); \quad (4.68)$$

$$u_{\text{и}} = \frac{3}{2} \Phi_{\text{ит}} \bullet U_s; \quad (4.69)$$

$$\mathbf{I}_{\text{и}} - \mathbf{I}_s = T_6 \mathbf{C}_{\text{фв}} p \mathbf{U}_s + \omega_{\text{к2}} \mathbf{B} \mathbf{C}_{\text{фв}} \mathbf{U}_s; \quad (4.70)$$

$$\omega_{\text{к1}} = T_6 p \theta_{\text{к1}}; \quad (4.71)$$

$$\omega_{\text{к2}} = T_6 p \theta_{\text{к2}}. \quad (4.72)$$

Активный выпрямитель тока с фильтром на входе описывается уравнениями (4.60)–(4.65) и (4.71). Преобразованные матрицы относительных активных сопротивлений, индуктивностей и емкостей фильтра активного выпрямителя

$$\mathbf{R}_{\text{вф}} = \begin{bmatrix} r_{\text{вф}} & 0 & 0 \\ 0 & r_{\text{вф}} & 0 \\ 0 & 0 & r_{\text{вф}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{L}_{\text{вф}} = \begin{bmatrix} l_{\text{вф}} & 0 & 0 \\ 0 & l_{\text{вф}} & 0 \\ 0 & 0 & l_{\text{вф}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_{\text{вф}} = \begin{bmatrix} c_{\text{вф}} & 0 & 0 \\ 0 & c_{\text{вф}} & 0 \\ 0 & 0 & c_{\text{вф}} \end{bmatrix},$$

где $r_{\text{вф}}$, $l_{\text{вф}}$ и $c_{\text{вф}}$ — параметры входного фильтра.

Усредненная коммутационная вектор-функция АВТ с широтно-импульсной модуляцией [115]

$$\Phi_{\text{авт}} = \frac{\sqrt{3}}{2I_{\text{ов}}} \mathbf{I}_{\text{в}}^* = \frac{\sqrt{3}}{2I_{\text{ов}}} \begin{bmatrix} i_{\text{вх}}^* \\ i_{\text{вы}}^* \\ i_{\text{вз}}^* \end{bmatrix}, \quad (4.73)$$

где $i_{\text{вх}}^*$, $i_{\text{вы}}^*$ и $i_{\text{вз}}^*$ — управляющие сигналы; $I_{\text{ов}}$ — амплитуда опорного сигнала ШИМ.

4.6.4. Модель преобразователя частоты с непосредственной связью

Модель ДНПЧ по схеме «АВТ — АИН». Эквивалентная непрерывная модель ДНПЧ (рис. 4.12) составляется из уравнений АВТ и АИТ. Полная система уравнений ДНПЧ при записи их в декартовых системах координат имеет следующий вид:

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}_{\text{в}} + \mathbf{R}_{\text{вф}} \mathbf{I} + T_6 \mathbf{L}_{\text{вф}} p \mathbf{I} + \omega_{\text{к1}} \mathbf{B} \mathbf{L}_{\text{вф}} \mathbf{I}; \quad (4.74)$$

$$\mathbf{I}_{\text{ф}} = T_6 \mathbf{C}_{\text{вф}} p \mathbf{U}_{\text{в}} + \omega_{\text{к1}} \mathbf{B} \mathbf{C}_{\text{вф}} \mathbf{U}_{\text{в}}; \quad (4.75)$$

$$\mathbf{I}_{\text{ф}} = \mathbf{I} - \mathbf{I}_{\text{в}}; \quad (4.76)$$

$$\Phi_{\text{авт}} = \Phi_{\text{авт}}(\mathbf{I}_{\text{в}}^*); \quad (4.77)$$

$$\mathbf{I}_B = i_d \Phi_{\text{авт}}; \quad (4.78)$$

$$U_s = u_d \Phi_{\text{ин}}; \quad (4.79)$$

$$\Phi_{\text{ин}} = \Phi_{\text{ин}}(U_s^*); \quad (4.80)$$

$$i_d = \frac{3}{2} \Phi_{\text{ин}} \bullet \mathbf{I}_s; \quad (4.81)$$

$$\omega_{\text{кл}} = T_6 p \theta_{\text{кл}}. \quad (4.82)$$

В модели ДНПЧ усредненные коммутационные вектор-функции АИН и АВТ определяются выражениями (4.26) и (4.73) соответственно.

В заключение отметим, что представленные математические модели полупроводниковых преобразователей записаны в произвольно ориентированной прямоугольной системе координат $Oxuz$ (в трехмерном базисе \vec{H}) [115]. При практическом использовании моделей важным является вопрос ориентации системы координат, который решается на этапе постановки конкретной задачи исследования. При этом для преобразователей с промежуточным звеном постоянного тока рациональный выбор системы отсчета для моделей выпрямителей и автономных инверторов ведется независимо друг от друга. Ориентация системы координат для записи уравнений выпрямителей осуществляется по изображающим радиус-векторам сетевых переменных (напряжений либо токов). В то же время уравнения автономных инверторов приводятся, как правило, к системам координат, в которых записаны уравнения двигателей.

Математические модели преобразователей в произвольно ориентированной прямоугольной системе координат $Oxuz$ обобщают случаи моделей преобразователей для двухфазных двигателей, в которых преобразованные переменные электромагнитных контуров представляют собой двумерные изображающие векторы.

Резюме главы 4

Эта глава рассматривает вопросы моделирования основных типов двигателей переменного тока и преобразователей частоты.

Имитирующие модели элементов силовой части электроприводов учитывают основные факторы, влияющие на решение задач оптимизации режимов двигателей: электромагнитные и электромеханиче-

ские переходные процессы; влияние вихревых токов, возникающих в массивных частях магнитопровода; явнополюсность конструкции, анизотропию ротора в синхронных реактивных двигателях; насыщение по главному магнитному пути; эффекты, обусловленные автономным питанием и электрическими схемами соединения обмоток многофазных двигателей.

Существенным при построении имитирующих моделей двигателей является учет насыщения магнитной цепи. Показано принципиальное различие методик расчета магнитной цепи явнополюсных и неявнополюсных машин переменного тока.

Важно обратить внимание на то, что метод учета насыщения явнополюсных машин основан на понятиях локальных и интегральных характеристик намагничивания, что позволяет учесть взаимосвязь между намагничивающими токами по продольной и поперечной осям машины.

Модели преобразователей частоты используют принцип непрерывной аппроксимации дискретных коммутационных функций, что дает возможность выделить непрерывные процессы, отражающие основную энергетическую нагрузку, и провести аналитический анализ влияния режимов двигателя на основные энергетические характеристики на входе преобразователей.

Структурные схемы позволяют в наглядной форме оценить свойства электрических двигателей как объектов управления. Основные типы электрических двигателей относятся к многосвязным нелинейным динамическим объектам управления, имеющим сложную внутреннюю структуру связей между переменными.

Свойство многомерности управляющих воздействий моделей определяет возможность каждого двигателя решать задачи повышения энергетической эффективности режимов. Наибольшими возможностями в этом смысле обладают асинхронные двигатели с фазным ротором и синхронные двигатели с электромагнитным возбуждением, т.е. двигатели с управлением как со стороны обмотки статора, так и со стороны обмотки ротора. Двигатели с односторонним управлением, к которым относятся асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, синхронные двигатели с постоянными магнитами и синхронные реактивные двигатели с анизотропией ротора имеют ограниченные возможности с точки зрения формирования энергоэффективных режимов.

Глава 5. ОПТИМИЗАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ

В этой главе рассматриваются оптимизационные модели. Принципиальным отличием оптимизационных моделей от имитирующих моделей, описанных в главе 4, является то, что в оптимизационных моделях взамен вектора реальных управляющих воздействий (напряжений, приложенных к обмоткам) принимается новый вектор \mathbf{V} . Этот вектор обладает важным свойством. Его компоненты допускают независимые вариации, не нарушающие условия технологической задачи, а вместе с ними однозначно определяют состояние системы, характеризующее выбранными показателями эффективности [78, 81]. Вектор \mathbf{V} имеет меньшую размерность в сравнении с размерностью вектора реальных управляющих воздействий. На рис. 5.1 приведена схема обобщенной оптимизационной модели электропривода.



Рис. 5.1. Обобщенная оптимизационная модель электропривода

Оптимизационная модель представлена в виде электромеханической и энергетической моделей со свободно варьируемым вектором управляющих воз-

действий \mathbf{V} на входе и векторным показателем качества \mathbf{Y} на ее выходе. Через вектор \mathbf{X} задается технологическая задача.

Используемый принцип построения оптимизационных моделей, упрощает учет технологической задачи и упорядоченный полный перебор возможных режимов работы электропривода при минимальном числе свободно варьируемых управляющих воздействий.

В дальнейшем для оптимизационных моделей введено обозначение по признаку независимых воздействий, в число которых входят компоненты вектора управления \mathbf{V} и вектора \mathbf{X} , определяющего условия технологической задачи. Уравнения оптимизационных моделей записываются в ориентированных системах координат.

5.1. Оптимизационные модели асинхронных двигателей с фазным ротором

5.1.1. Электромеханические модели

Модель $\langle \beta, \Psi_m, \mathbf{X} \rangle$. Независимыми воздействиями модели являются момент m , скорость ω , абсолютное скольжение β и вектор главных потокоцеплений Ψ_m . Уравнения модели записываются в ориентированной по вектору $\vec{\Psi}_s$ системе координат $Oxuz$. При условии ориентации системы координат $\psi_{sx} = \psi_s$, $\psi_{sy} = 0$ и $\psi_{sz} = 0$ электромеханическая модель имеет вид:

$$\begin{aligned}\Psi_s &= [-L_{s\sigma} \zeta_N^{-1} m / \psi_{my} \ 0 \ 0]^T; \\ \mathbf{I}_s &= \mathbf{L}_{s\sigma}^{-1} (\Psi_s - \Psi_m); \\ \mathbf{I}_m &= \mathbf{F}_m^{-1} \Psi_m; \\ \mathbf{I}_r &= \mathbf{I}_m - \mathbf{I}_s; \\ \Psi_r &= \Psi_m + \mathbf{L}_{r\sigma} \mathbf{I}_r; \\ \mathbf{U}_s &= (\omega + \beta) \mathbf{B} \Psi_s + \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s; \\ \mathbf{U}_r &= \beta \mathbf{B} \Psi_r + \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r.\end{aligned}\tag{5.1}$$

В (5.1) варьируемый вектор Ψ_m может задаваться составляющими ψ_{mx} и ψ_{my} либо модулем ψ_m и аргументом ψ_{ψ_m} вектора $\vec{\Psi}_m$.

Модель $\langle \beta, \mathbf{I}_s, \mathbf{X} \rangle$. Независимыми воздействиями данной модели являются момент m , скорость ω , абсолютное скольжение β и вектор токов статора \mathbf{I}_s . При условии ориентации системы координат $\psi_{sx} = \psi_s$, $\psi_{sy} = 0$ и $\psi_{sz} = 0$ электромеханическая модель описывается уравнениями:

$$\begin{aligned}\Psi_s &= [\zeta_N^{-1} m / i_{sy} \ 0 \ 0]^T ; \\ \Psi_m &= \Psi_s - \mathbf{L}_{s\sigma} \mathbf{I}_s ; \\ \mathbf{I}_m &= \mathbf{F}_m^{-1} \Psi_m ; \\ \mathbf{I}_r &= \mathbf{I}_m - \mathbf{I}_s ; \\ \Psi_r &= \Psi_m + \mathbf{L}_{r\sigma} \mathbf{I}_r ; \\ \mathbf{U}_s &= (\omega + \beta) \mathbf{B} \Psi_s + \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s ; \\ \mathbf{U}_r &= \beta \mathbf{B} \Psi_r + \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r .\end{aligned}\tag{5.2}$$

В (5.2) варьируемый вектор токов \mathbf{I}_s может задаваться его составляющими i_{sx} и i_{sy} либо модулем i_s и аргументом ψ_{i_s} изображающего вектора $\vec{\mathbf{I}}_s$.

Существуют и другие варианты электромеханических моделей АД с фазным ротором [81].

5.1.2. Энергетические модели

Энергетические модели АД с фазным ротором включает показатели двух групп. К первой группе относятся показатели, характеризующие загрузку активных материалов конструкции машины в процессе электромеханического преобразования, а также использование по току и напряжению силовых источников питания. Показатели этой группы компактно определяются в виде скалярных квадратов алгебраических векторов:

$$\begin{aligned}u_s^2 &= \mathbf{U}_s \bullet \mathbf{U}_s ; & u_r^2 &= \mathbf{U}_r \bullet \mathbf{U}_r ; \\ i_s^2 &= \mathbf{I}_s \bullet \mathbf{I}_s ; & i_r^2 &= \mathbf{I}_r \bullet \mathbf{I}_r ; \\ \psi_s^2 &= \Psi_s \bullet \Psi_s ; & \psi_r^2 &= \Psi_r \bullet \Psi_r ; \\ \psi_m^2 &= \Psi_m \bullet \Psi_m ; & i_m^2 &= \mathbf{I}_m \bullet \mathbf{I}_m .\end{aligned}\tag{5.3}$$

Ко второй группе относятся показатели качества, характеризующие энергетические процессы преобразования в машине: механическую мощность ($p_{\text{мех}}$); активную (p_j), реактивную (q_j) и полную (s_j) мощности, потребляемые со стороны обмоток статора ($j = s$) и ротора ($j = r$); активную суммарную мощность (p); электрическую мощность потерь в обмотках ($\Delta p_{\text{эл}j}$) и мощность потерь в стали ($\Delta p_{\text{ст}j}$); коэффициент мощности по основным гармоникам токов и напряжений ($\cos \varphi_j$) и механический коэффициент полезного действия ($\eta_{\text{мех}}$). Показатели качества этой группы записываются в виде следующих выражений:

$$\begin{aligned}
 p_{\text{мех}} &= m\omega; & p &= \zeta_N (\mathbf{U}_s \bullet \mathbf{I}_s + \mathbf{U}_r \bullet \mathbf{I}_r); \\
 p_s &= \zeta_N \mathbf{U}_s \bullet \mathbf{I}_s; & p_r &= \zeta_N \mathbf{U}_r \bullet \mathbf{I}_r; \\
 q_s &= \text{sgn}(\omega_s) \zeta_N \mathbf{U}_s \bullet \mathbf{B}_s; & q_r &= \text{sgn}(\beta) \zeta_N \mathbf{U}_r \bullet \mathbf{B}_r; \\
 s_s &= \zeta_N (\mathbf{U}_s \bullet \mathbf{I}_s)^{1/2}; & \cos \varphi_s &= p_s s_s^{-1}; \\
 s_r &= \zeta_N (\mathbf{U}_r \bullet \mathbf{I}_r)^{1/2}; & \cos \varphi_r &= p_r s_r^{-1}; \\
 \Delta p_{\text{эл} s} &= k_s i_s^2; & \Delta p_{\text{эл} r} &= k_r i_r^2; \\
 \Delta p_{\text{магн} s} &= k_{\text{магн} s} \omega_s^n \psi_m^2; & \Delta p_{\text{магн} r} &= k_{\text{магн} r} \beta^n \psi_m^2; \\
 \Delta p_{\text{доб}} &= k_{\text{доб}} i_s^2; & \Delta p_{\text{мех}} &= k_{\text{мех}} \omega^m; \\
 \Delta p &= \sum_{j=s,r} (\Delta p_{\text{эл} j} + \Delta p_{\text{магн} j}) + \Delta p_{\text{доб}} + \Delta p_{\text{мех}}; \\
 \eta_{\text{мех}} &= m\omega p^{-1},
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

где k_s , k_r , $k_{\text{магн} s}$, $k_{\text{магн} r}$, $k_{\text{доб}}$ и $k_{\text{мех}}$ — постоянные коэффициенты,

$$\begin{aligned}
 k_j &= \frac{\Delta P_{\text{эл} j} N}{\Delta P_6} \frac{I_6^2}{I_j^2 N}, j = s, r; \\
 k_{\text{магн} s} &= k_{\text{магн} r} = \frac{\Delta P_{\text{магн} s} N}{\Delta P_6} \frac{\Omega_6^n}{\Omega_s^n N} \frac{\Psi_6^2}{\Psi_m^2 N}, n > 1; \\
 k_{\text{доб}} &= \frac{\Delta P_{\text{доб}} N}{\Delta P_6} \frac{I_6^2}{I_s^2 N}; k_{\text{мех}} = \frac{\Delta P_{\text{мех}} N}{\Delta P_6} \frac{\Omega_6^m}{\Omega_r^m N}, m > 1.
 \end{aligned}$$

Здесь $\Delta P_{\text{эл} s} N$, $\Delta P_{\text{эл} r} N$, $\Delta P_{\text{магн} s} N$, $\Delta P_{\text{доб} s} N$ и $\Delta P_{\text{мех} N}$ — электрические потери в обмотках статора и ротора, магнитные, добавочные и механические потери в номинальном режиме.

Заметим, что потери в (5.4) выражены в относительных единицах. Базисной величиной является ΔP_6 . Чтобы получить потери по отношению к базисной мощности (P_6) необходимо значения потерь умножить на отношение $\Delta P_6 / P_6$.

5.2. Оптимизационная модель асинхронизированного синхронного двигателя

Электромеханическая модель $\langle v_{\psi_m}, u_s, \omega_s, \mathbf{X} \rangle$. Уравнения модели асинхронизированного синхронного двигателя записываются в ориентированной по вектору \vec{U}_s системе координат $Ox\eta z$. Условиями ориентации являются $\omega_k = \omega_s$, $u_{sx} = u_s$, $u_{sy} = 0$ и $u_{sz} = 0$. К независимым воздействиям относятся m, u_s, ω_s , ω и v_{ψ_m} . В качестве варьируемого управления используется аргумент v_{ψ_m} вектора $\vec{\Psi}_m$. Уравнения электромеханической модели в этом случае имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_s &= \mathbf{Y}_s \left[(\mathbf{E} - \frac{\omega_s l_{s\sigma}}{r_s} \mathbf{B}) \mathbf{U}_s - \omega_s (\mathbf{B} + \frac{\omega_s l_{s\sigma}}{r_s} \mathbf{E}) \vec{\Psi}_m \right]; \\ \vec{\Psi}_m &= \vec{\Psi}_s - \mathbf{L}_{s\sigma} \mathbf{I}_s; \\ \mathbf{I}_m &= \mathbf{F}_m^{-1} \vec{\Psi}_m; \\ \mathbf{I}_r &= \mathbf{I}_m - \mathbf{I}_s; \\ \vec{\Psi}_r &= \vec{\Psi}_m + \mathbf{L}_{r\sigma} \mathbf{I}_r; \\ \mathbf{U}_r &= (\omega_s - \omega) \mathbf{B} \vec{\Psi}_r + \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r, \end{aligned} \tag{5.5}$$

где \mathbf{Y}_s — матрица проводимостей, $\mathbf{Y}_s = r_s (r_s^2 + \omega_s^2 l_{s\sigma}^2)^{-1} \mathbf{E}$.

Особенностью модели является то, что модуль ψ_m вектора $\vec{\Psi}_m$ является здесь зависимой величиной. Потокосцепление ψ_m определя-

ется при заданных значениях m, u_s, ω_s и ψ_m путем решения уравнения связи

$$a\psi_m^2 + b\psi_m + c = 0, \quad (5.6)$$

где

$$a = \omega_s;$$

$$b = b(\psi_m) = u_s (\sin \psi_m + \omega_s \frac{l_{s\sigma}}{r_s} \cos \psi_m);$$

$$c = c(m) = \zeta_N^{-1} m \left(r_s + \frac{\omega_s^2 l_{s\sigma}^2}{r_s} \right).$$

Уравнение (5.6) имеет два действительных корня. Исследование корней уравнения показывает, что из физического смысла задачи следует брать

$$\psi_m = \psi_m(m, \psi_m) = (2a)^{-1} (-b + \sqrt{b^2 - 4ac}),$$

где

$$m \in \Omega_m; \psi_m \in \Omega_{\psi_m} : \{ \psi_m \mid b^2 - 4ac \geq 0 \}.$$

В результате определяется вектор главных потокосцеплений

$$\Psi_{m \text{ df}} = [\psi_{mx} \ \psi_{my} \ 0]^T = [\psi_m \cos \psi_m \ \psi_m \sin \psi_m]^T,$$

а затем вектор токов статора в (5.5).

Энергетической моделью асинхронизированного синхронного двигателя могут служить показатели качества (5.3) и (5.4).

5.3. Оптимизационные модели асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

5.3.1. Электромеханические модели

В моделях АД как объектов оптимизации важная роль отводится уравнениям, записанным в системе координат Ox_{yz} , ориентированной по вектору потокосцеплений ротора. В этом случае модель машины имеет наиболее простой вид.

Модель $\langle \beta, X \rangle$. При условии ориентации $\psi_{rx} = \psi_r$, $\psi_{ry} = 0$ и $\psi_{rz} = 0$ уравнения электромеханической модели принимают следующий вид:

$$\begin{aligned}
\mathbf{I}_r &= \text{sgn}(m)[0 \ (r_r^{-1}\zeta_N^{-1}m\beta)^{1/2} \ 0]^T ; \\
\mathbf{B}\Psi_r &= -\beta^{-1}\mathbf{R}_r\mathbf{I}_r ; \\
\Psi_m &= \Psi_r - \mathbf{L}_{r\sigma}\mathbf{I}_r ; \\
\mathbf{I}_m &= \mathbf{F}_m^{-1}\Psi_m ; \\
\mathbf{I}_s &= \mathbf{I}_m - \mathbf{I}_r ; \\
\Psi_s &= \Psi_m + \mathbf{L}_{s\sigma}\mathbf{I}_s ; \\
\mathbf{U}_s &= (\omega + \beta)\mathbf{B}\Psi_s + \mathbf{R}_s\mathbf{I}_s .
\end{aligned} \tag{5.7}$$

В этой модели варьируемым управляющим воздействием является абсолютное скольжение β . При решении задач оптимизации без ограничений областью изменения скольжения служит множество действительных чисел за исключением $\beta = 0$.

Модель $\langle \psi_r, \mathbf{X} \rangle$. Эта модель примечательна тем, что в ее уравнениях исключается деление на ноль при $m = 0$. В связи с этим такая модель полезна при расчете характеристик, включая точку $m = 0$. Модель состоит из следующих уравнений:

$$\begin{aligned}
\beta &= \zeta_N^{-1}r_r\psi_r^{-2}m ; \\
\mathbf{I}_r &= -\zeta_N^{-1}m[0 \ \psi_r^{-1} \ 0]^T ; \\
\Psi_m &= \Psi_r - \mathbf{L}_{r\sigma}\mathbf{I}_r ; \\
\mathbf{I}_m &= \mathbf{F}_m^{-1}\Psi_m ; \\
\mathbf{I}_s &= \mathbf{I}_m - \mathbf{I}_r ; \\
\Psi_s &= \Psi_m + \mathbf{L}_{s\sigma}\mathbf{I}_s ; \\
\mathbf{U}_s &= (\omega + \beta)\mathbf{B}\Psi_s + \mathbf{R}_s\mathbf{I}_s .
\end{aligned} \tag{5.8}$$

В то же время, как видно из (5.8), при исследовании режимов АД должна быть исключена точка $\psi_r = 0$.

5.3.2. Энергетическая модель

Энергетическая модель АД содержит следующие показатели качества:

$$\begin{aligned}
 u_s^2 &= \mathbf{U}_s \bullet \mathbf{U}_s; & i_s^2 &= \mathbf{I}_s \bullet \mathbf{I}_s; \\
 i_r^2 &= \mathbf{I}_r \bullet \mathbf{I}_r; & i_m^2 &= \mathbf{I}_m \bullet \mathbf{I}_m; \\
 \psi_s^2 &= \mathbf{\Psi}_s \bullet \mathbf{\Psi}_s; & \psi_m^2 &= \mathbf{\Psi}_m \bullet \mathbf{\Psi}_m; \\
 \psi_r^2 &= \mathbf{\Psi}_r \bullet \mathbf{\Psi}_r; & p_{\text{мех}} &= m\omega; \\
 p_s &= \zeta_N \mathbf{U}_s \bullet \mathbf{I}_s; & q_s &= \text{sgn}(\omega_s) \zeta_N \mathbf{U}_s \bullet \mathbf{B I}_s; \\
 s_s &= \zeta_N (\mathbf{U}_s \bullet \mathbf{I}_s)^{1/2}; & \cos \varphi_s &= p_s / s_s; \\
 \Delta p_{\text{эл} s} &= k_s i_s^2; & \Delta p_{\text{эл} r} &= k_r i_r^2; \\
 \Delta p_{\text{магн.г}} &= k_{\Gamma} \omega_s \psi_m^2; & \Delta p_{\text{магн.вт}} &= k_{\text{вт}} \omega_s^2 \psi_m^2; \\
 \Delta p_{\text{доб}} &= k_{\text{доб}} i_s^2; & \Delta p_{\text{мех}} &= k_{\text{мех}} \omega^m; \\
 \Delta p &= \sum_{j=s,r} \Delta p_{\text{эл} j} + \sum_{j=\Gamma, \text{вт}} \Delta p_{\text{магн} j} + \Delta p_{\text{доб}} + \Delta p_{\text{мех}}; \\
 \eta_{\text{мех}} &= p_{\text{мех}} / p_s,
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

где коэффициенты $k_{\Gamma} = \frac{\Delta P_{\text{магн.г}} N}{\Delta P_6} \frac{\Omega_6}{\Omega_s N} \frac{\Psi_6^2}{\Psi_m^2 N}$ и $k_{\text{вт}} = \frac{\Delta P_{\text{магн.вт}} N}{\Delta P_6} \frac{\Omega_6^2}{\Omega_s^2 N} \frac{\Psi_6^2}{\Psi_m^2 N}$.

Здесь $\Delta p_{\text{магн.г}} N$ и $\Delta p_{\text{магн.вт}} N$ — магнитные потери на гистерезис и от вихревых токов в номинальном режиме.

5.4. Оптимизационные модели синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением

5.4.1. Электромеханические модели неявнополюсного синхронного двигателя с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением

Модель $\langle v_{\psi_s}, \mathbf{\Psi}_m^{Gr}, \mathbf{X} \rangle$. В этой модели варьируемыми воздействиями служат аргумент v_{ψ_s} и вектор $\mathbf{\Psi}_m^{Gr}$. Тогда электромеханическая модель

СД с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением описывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned}
 \Psi_s &= I_{s\sigma} \zeta_N^{-1} m [\Psi_m \sin(\psi_{\Psi_s} - \psi_{\Psi_m})]^{-1}; \\
 \Psi_s^{Gr} &= \Psi_s [\cos \psi_{\Psi_s} \sin \psi_{\Psi_s} \ 0]^T; \\
 \mathbf{I}_m^{Gr} &= [\mathbf{F}_m^{Gr}]^{-1} \Psi_m^{Gr}; \\
 \mathbf{L}_{s\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} &= \Psi_s^{Gr} - \Psi_m^{Gr}; \\
 \mathbf{I}_f^{Gr} &= \mathbf{I}_m^{Gr} - \mathbf{I}_s^{Gr}; \\
 \Psi_f^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{f\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr}; \\
 \mathbf{U}_s^{Gr} &= \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr}; \\
 \mathbf{U}_f^{Gr} &= \mathbf{R}_f^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr}.
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

Вместо вектора Ψ_m^{Gr} в качестве варьируемого вектора может использоваться вектор результирующих намагничивающих токов \mathbf{I}_m^{Gr} . В этом случае уравнение намагничивающих токов $\mathbf{I}_m^{Gr} = [\mathbf{F}_m^{Gr}]^{-1} \Psi_m^{Gr}$ должно быть заменено уравнением главных потокосцеплений обмоток $\Psi_m^{Gr} = \mathbf{F}_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr}$.

Заметим также, что в моделях насыщенных явнополюсных СД с сочетанием $\langle \psi_j, \mathbf{I}_m^{Gr}, \mathbf{X} \rangle$ методика расчета магнитного состояния предполагает использование итерационной процедуры (см. гл. 4). Вместе с тем при учете насыщения неявнополюсных СД в моделях типов $\langle \psi_j, \Psi_m^{Gr}, \mathbf{X} \rangle$ и $\langle \psi_j, \mathbf{I}_m^{Gr}, \mathbf{X} \rangle$ не требуется обращения к итерационной процедуре определения магнитного состояния.

5.4.2. Энергетическая модель

Особенность энергетических моделей СД продольно-поперечным электромагнитным возбуждением состоит в том, что в показателях качества СД отсутствует реактивная мощность, потребляемая со стороны обмоток возбуждения, так как питание их осуществляется от источников постоянного напряжения.

Первая группа показателей качества записывается в виде скалярных квадратов алгебраических векторов в базисе $\vec{\mathbf{G}}_r$:

$$\begin{aligned}
 u_s^2 &= \mathbf{U}_s^{Gr} \bullet \mathbf{U}_s^{Gr} ; & u_f^2 &= \mathbf{U}_f^{Gr} \bullet \mathbf{U}_f^{Gr} ; \\
 i_s^2 &= \mathbf{I}_s^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr} ; & i_f^2 &= \mathbf{I}_f^{Gr} \bullet \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\
 \psi_s^2 &= \mathbf{\Psi}_s^{Gr} \bullet \mathbf{\Psi}_s^{Gr} ; & \psi_f^2 &= \mathbf{\Psi}_f^{Gr} \bullet \mathbf{\Psi}_f^{Gr} ; \\
 \psi_m^2 &= \mathbf{\Psi}_m^{Gr} \bullet \mathbf{\Psi}_m^{Gr} ; & i_m^2 &= \mathbf{I}_m^{Gr} \bullet \mathbf{I}_m^{Gr} .
 \end{aligned} \tag{5.11}$$

Вторая группа показателей:

$$\begin{aligned}
 p_{\text{мех}} &= m\omega ; & p &= \zeta_N (\mathbf{U}_s^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr} + \frac{2}{3} \mathbf{U}_f^{Gr} \bullet \mathbf{I}_f^{Gr}) ; \\
 p_s &= \zeta_N (\mathbf{U}_s^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr}) ; & p_f &= \frac{2}{3} \zeta_N \mathbf{U}_f^{Gr} \bullet \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\
 q_s &= \text{sgn}(\omega_s) \zeta_N \mathbf{U}_s^{Gr} \bullet \mathbf{B} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 s_s &= \zeta_N (\mathbf{U}_s \bullet \mathbf{I}_s)^{1/2} ; & \cos \varphi_s &= p_s / s_s ; \\
 \Delta p_{\text{эл} s} &= k_s i_s^2 ; & \Delta p_{\text{эл} fd} &= k_{fd} i_{fd}^2 ; \\
 \Delta p_{\text{эл} fq} &= k_{fq} i_{fq}^2 ; & \Delta p_{\text{магн} s} &= k_{\text{магн} s} \omega_s^n \psi_m^2 ; \\
 \Delta p_{\text{доб}} &= k_{\text{доб}} i_s^2 ; & \Delta p_{\text{мех}} &= k_{\text{мех}} \omega^m ; \\
 \Delta p &= \Delta p_{\text{эл} s} + \Delta p_{\text{магн} s} + \Delta p_{\text{доб}} + \Delta p_{\text{мех}} ; \\
 \eta_{\text{мех}} &= p_{\text{мех}} / (p_s + p_f) ,
 \end{aligned} \tag{5.12}$$

где коэффициенты $k_{fd} = \frac{\Delta P_{\text{эл} f.d N}}{\Delta P_6} \frac{I_6^2}{I_{f.d N}^2} ;$

$$k_{fq} = \frac{\Delta P_{\text{эл} f.q N}}{\Delta P_6} \frac{I_6^2}{I_{f.q N}^2} .$$

Здесь $\Delta P_{\text{эл} f.d N}$ и $\Delta P_{\text{эл} f.q N}$ — электрические потери в продольной и поперечной обмотках возбуждения в номинальном режиме двигателя.

5.4.3. Электромеханические модели неявнополюсного синхронного двигателя с продольным электромагнитным возбуждением

Модель $\langle \Psi_m^{Gr}, X \rangle$. В этом варианте уравнения электромеханической модели СД записывается в следующем виде:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{I}_f^{Gr} &= [\zeta_N^{-1} m / \psi_{mq} \ 0 \ 0]^T ; \\
 \mathbf{I}_m^{Gr} &= [\mathbf{F}_m^{Gr}]^{-1} \Psi_m^{Gr} ; \\
 \mathbf{I}_s^{Gr} &= \mathbf{I}_m^{Gr} - \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\
 \Psi_s^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{s\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 \Psi_f^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{f\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\
 \mathbf{U}_s^{Gr} &= \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 \mathbf{U}_f^{Gr} &= \mathbf{R}_f^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr} .
 \end{aligned} \tag{5.13}$$

В системе уравнений (5.13) варьируемая векторная величина Ψ_m^{Gr} задается составляющими вектора главных потокоцеплений ψ_{md} и ψ_{mq} в системе координат, вращающейся с угловой скоростью индуктора. При расчете характеристик составляющие ψ_{md} и ψ_{mq} представляются в виде зависимостей от модуля ψ_m и аргумента ψ_{ψ_m} изображающего вектора $\vec{\Psi}_m^{Gr}$.

Модель $\langle \mathbf{I}_m^{Gr}, X \rangle$. Варьируемой переменной является вектор \mathbf{I}_m^{Gr} . Система уравнений электромеханической модели СД имеет вид:

$$\begin{aligned}
 \Psi_m^{Gr} &= \mathbf{F}_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr} ; \\
 \mathbf{I}_f^{Gr} &= [\zeta_N^{-1} m / \psi_{mq} \ 0 \ 0]^T ; \\
 \mathbf{I}_s^{Gr} &= \mathbf{I}_m^{Gr} - \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\
 \Psi_s^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{s\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 \Psi_f^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{f\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr} ;
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

$$\mathbf{U}_s^{Gr} = \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ;$$

$$\mathbf{U}_f^{Gr} = \mathbf{R}_f^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr} .$$

В уравнениях (5.14) вектор намагничивающих токов

$$\mathbf{I}_m^{Gr} \stackrel{\text{df}}{=} [i_{md} \ i_{mq} \ i_{ml}]^T = [i_m \cos \vartheta_{i_m} \ i_m \sin \vartheta_{i_m} \ 0]^T$$

может задаваться составляющими i_{md} и i_{mq} или модулем i_m и аргументом ϑ_{i_m} изображающего вектора $\vec{\mathbf{I}}_m^{Gr}$. Угол ϑ_{i_m} характеризует положение вектора $\vec{\mathbf{I}}_m^{Gr}$ в системе координат $Odql$.

5.4.4. Электромеханические модели явнополюсного синхронного двигателя с продольным электромагнитным возбуждением

Особенностью электромеханических моделей явнополюсных синхронных двигателей является необходимость учета реактивной составляющей электромагнитного момента. Одной из удобных моделей является модель вида $\langle \mathbf{I}_m^{Gr}, \mathbf{X} \rangle$:

$$\Psi_m^{Gr} = \mathbf{F}_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr} ;$$

$$m_{яп} = \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr} \bullet \mathbf{I}_m^{Gr} ;$$

$$\mathbf{I}_f^{Gr} = [\zeta_N^{-1} (m - m_{яп}) / \psi_{mq} \ 0 \ 0]^T ;$$

$$\mathbf{I}_s^{Gr} = \mathbf{I}_m^{Gr} - \mathbf{I}_f^{Gr} ;$$

$$\Psi_s^{Gr} = \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{s\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \tag{5.15}$$

$$\Psi_f^{Gr} = \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{f\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr} ;$$

$$\mathbf{U}_s^{Gr} = \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ;$$

$$\mathbf{U}_f^{Gr} = \mathbf{R}_f^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr} .$$

В качестве энергетических моделей явнополюсных синхронных двигателей могут использоваться (5.11) и (5.12), если скорректировать в них показатели, зависящие от переменных и параметров поперечной обмотки возбуждения.

5.5. Оптимизационные модели синхронных двигателей с постоянными магнитами

5.5.1. Электромеханическая модель неявнополюсного синхронного двигателя с постоянными магнитами

Модель $\langle i_{fd}, \mathbf{X} \rangle$. Система координат $Odql$ ориентирована по продольной оси индуктора. Варьируемой переменной является фиктивный ток i_{fd} . В этом случае уравнения электромеханической модели СД с постоянными магнитами (СД ПМ) принимает следующий вид:

$$\begin{aligned}\Psi_m^{Gr} &= \begin{bmatrix} \Psi_{md} \\ \Psi_{mq} \\ \Psi_{ml} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_{fdo} - l_{f\sigma} i_{fd} \\ \zeta_N^{-1} m / i_{fd} \\ 0 \end{bmatrix}; \\ \mathbf{I}_m^{Gr} &= [\mathbf{F}_m^{Gr}]^{-1} \Psi_m^{Gr}; \\ \mathbf{I}_s^{Gr} &= \mathbf{I}_m^{Gr} - \mathbf{I}_f^{Gr}; \\ \Psi_s^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{s\sigma} \mathbf{I}_s^{Gr}; \\ \mathbf{U}_s^{Gr} &= \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s^{Gr}.\end{aligned}\tag{5.16}$$

5.5.2. Электромеханическая модель явнополюсного синхронного двигателя с постоянными магнитами

Особенностью электромеханических моделей явнополюсных синхронных двигателей с постоянными магнитами является то, что при учете реактивной составляющей электромагнитного момента приходится прибегать к использованию итерационной процедуры для решения нелинейного уравнения потокосцеплений по продольной оси:

$$\Psi(i_m, \psi_{i_m}) = \Psi_{fdo} - (\Psi_{md} + l_{f\sigma} i_{fd}) = 0.$$

Рассмотрим модель вида $\langle \mathbf{I}_m^{Gr}, \mathbf{X} \rangle$, в которую входят следующие уравнения:

$$\begin{aligned}\Psi_m^{Gr} &= \mathbf{F}_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr} = \mathbf{F}_m^{Gr} \begin{bmatrix} i_m \cos \psi_{i_m} \\ i_m \sin \psi_{i_m} \\ 0 \end{bmatrix}; \\ m_{яп} &= \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr};\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{I}_f^{Gr} &= [\zeta_N^{-1}(m - m_{яп}) / \psi_{mq} \ 0 \ 0]^T ; \\
 \psi_{fdo} - (\psi_{md} + l_{f\sigma} i_{fd}) &= 0 ; \\
 \mathbf{I}_s^{Gr} &= \mathbf{I}_m^{Gr} - \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\
 \Psi_s^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{s\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 \Psi_f^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{f\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\
 \mathbf{U}_s^{Gr} &= \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} .
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

В этой модели в качестве варьируемой переменной принят модуль i_m вектора результирующих намагничивающих токов \mathbf{I}_m^{Gr} . В то же время аргумент ψ_{i_m} вектора \mathbf{I}_m^{Gr} используется для численного решения уравнения $\psi(i_m, \psi_{i_m}) = 0$ при заданном фиксированном значении i_m путем подбора аргумента ψ_{i_m} так, чтобы $\psi(i_m, \psi_{i_m}) \leq \varepsilon$, где ε — заданная точность численного решения уравнения.

5.5.3. Энергетическая модель синхронного двигателя с постоянными магнитами

Энергетическую модель СД с постоянными магнитами можно получить из (5.11) и (5.12), исключив в них показатели, зависящие от переменных и параметров обмоток возбуждения.

В этом случае первая группа будет включать следующие показатели качества:

$$\begin{aligned}
 u_s^2 &= \mathbf{U}_s^{Gr} \bullet \mathbf{U}_s^{Gr} ; \quad i_s^2 = \mathbf{I}_s^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 \psi_s^2 &= \Psi_s^{Gr} \bullet \Psi_s^{Gr} ; \quad \psi_m^2 = \Psi_m^{Gr} \bullet \Psi_m^{Gr} ; \\
 i_m^2 &= \mathbf{I}_m^{Gr} \bullet \mathbf{I}_m^{Gr} .
 \end{aligned} \tag{5.18}$$

Вторая группа показателей примет следующий вид:

$$\begin{aligned}
 p_{\text{мех}} &= m\omega ; & p_s &= \zeta_N (\mathbf{U}_s^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr}) ; \\
 q_s &= \text{sgn}(\omega_s) \zeta_N \mathbf{U}_s^{Gr} \bullet \mathbf{B} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 s_s &= \zeta_N (\mathbf{U}_s \bullet \mathbf{I}_s)^{1/2} ; & \cos \varphi_s &= p_s / s_s ;
 \end{aligned} \tag{5.19}$$

$$\begin{aligned}
\Delta p_{\text{эл} s} &= k_s i_s^2 ; & \Delta p_{\text{магн} s} &= k_{\text{магн} s} \omega_s^n \psi_m^2 ; \\
\Delta p_{\text{доб}} &= k_{\text{доб} s} i_s^2 ; & \Delta p_{\text{мех}} &= k_{\text{мех}} \omega^m ; \\
\Delta p &= \Delta p_{\text{эл} s} + \Delta p_{\text{магн} s} + \Delta p_{\text{доб}} + \Delta p_{\text{мех}} ; \\
\eta_{\text{мех}} &= p_{\text{мех}} / p_s .
\end{aligned}$$

5.6. Оптимизационная модель синхронного реактивного двигателя

Электромеханическая модель $\langle \mathbf{I}_m^{Gr}, \mathbf{X} \rangle$. Здесь при учете реактивной составляющей электромагнитного момента приходится использовать численное решение нелинейного уравнения:

$$f_m(i_m, \psi_{i_m}) = m - \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr} = 0 .$$

В этом случае уравнения электромеханической модели синхронного реактивного двигателя принимают следующий вид:

$$\begin{aligned}
\Psi_m^{Gr} &= \mathbf{F}_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr} = \mathbf{F}_m^{Gr} \begin{bmatrix} i_m \cos \psi_{i_m} \\ i_m \sin \psi_{i_m} \\ 0 \end{bmatrix} ; \\
m - \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr} &= 0 ; \\
\mathbf{I}_s^{Gr} &= \mathbf{I}_m^{Gr} ; \\
\Psi_s^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{s\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
\mathbf{U}_s^{Gr} &= \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} .
\end{aligned} \tag{5.20}$$

Энергетическая модель синхронного реактивного двигателя с анизотропией ротора описывается выражениями, аналогичными (5.18) и (5.19).

Резюме главы 5

Решение задач оптимизации и оценка энергетической эффективности основаны на оптимизационных моделях электродвигателей и преобразователей.

Оптимизационные модели — это специальный тип моделей. Они получаются путем преобразования имитирующих моделей силовой части электропривода. Принципиальное отличие их от имитирующих моделей заключается в том, что в оптимизационных моделях взамен вектора реальных управлений, присущих имитационным моделям, принимается новый вектор, который допускает независимую вариацию, не нарушающую условия технологической задачи, и вместе с ними однозначно определяет состояние системы. Вектор управлений оптимизационной модели имеет меньшую размерность в сравнении с размерностью вектора реальных управлений, что позволяет при меньших вычислительных затратах решать задачи оптимизации и оценивания энергетической эффективности режимов электропривода.

Предлагаемые оптимизационные модели основных типов двигателей включают в себя электромеханическую и энергетическую модели. Электромеханическая модель описывает процесс электромеханического преобразования энергии. В них учитывается такой важный фактор при решении задач оптимизации, как насыщение электрической машины по главному магнитному пути. Вектор управлений электромеханической модели различных типов электрических двигателей отличается своей размерностью, что должно учитываться при постановке экстремальных задач и выборе метода их решения.

Энергетическая модель включает описание частных показателей качества. Результаты, полученные с помощью энергетической модели, не зависят от ориентации системы координат, в которой построена электромеханическая модель. Из набора частных показателей качества энергетической модели можно конструировать необходимые целевые функции, а также корректировать либо вводить новые показатели качества для решения оптимизационных задач.

ЧАСТЬ III

Энергетическая эффективность режимов двигателей

Понятие энергетической эффективности дается в Федеральном законе от 23 ноября 2009 г. № 261-ФЗ «Об энергосбережении и о повышении энергетической эффективности». На практике же можно встретить большое число разных критериев энергетической эффективности, которые применяются в зависимости от конкретного случая. К числу наиболее распространенных критериев относится энергетический коэффициент полезного действия (КПД), рассчитываемый как отношение полезно используемой энергии к расходуемой энергии.

В первой части пособия было показано, как в историческом аспекте решался вопрос повышения энергетической эффективности в области регулируемого электропривода переменного тока, работающего с постоянным либо медленно изменяющимся моментом нагрузки. На первом этапе решение проблемы заключалось в повышении определенных показателей качества путем поиска закона частотного управления двигателем. В последние годы для оценки энергетической эффективности режимов стали привлекать критерии, разработанные в общей теории эффективности — теории целенаправленных процессов функционирования систем [73]. В данной части учебного пособия положения этой теории применяют в методике оценки энергетической эффективности режимов электроприводов переменного тока, оптимизированных по различным критериям качества.

Глава 6. МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

На основе положений теории целенаправленных процессов функционирования систем в этой главе дается определение энергетической эффективности режимов электрических двигателей (электропривода). Приводится схема оценивания энергетической эффективности.

6.1. Понятие энергетической эффективности

Под *энергетической эффективностью* режимов двигателей подразумевается степень соответствия фактического расходования энергетических ресурсов рациональному расходованию при выполнении электроприводом технологической задачи. Схему оценивания энергетической эффективности режимов регулируемых электроприводов можно представить в виде следующих этапов: обоснование показателя эффективности, задание требований к эффективности; формулирование критерия оценивания эффективности; определение функции соответствия и оценивание энергетической эффективности режимов. Ниже эти этапы рассматриваются более подробно.

6.2. Показатели энергетической эффективности

Особенностью двигателя как элемента силовой части электропривода является то, что его режимы работы характеризуются не одним, а некоторой совокупностью показателей, которые могут служить част-

ными показателями в задачах анализа энергетической эффективности. К их числу можно отнести следующие:

- энергетические показатели, характеризующие режимы работы двигателя как потребителя электрической энергии. К ним относятся активная (p), реактивная (q) и полная (s) мощности, потребляемые от силового преобразователя;
- показатели, являющиеся мерой эффективности и экономичности преобразования энергии двигателем. К ним относятся мощность потерь в элементах двигателя, коэффициенты мощности и полезного действия;
- показатели, характеризующие результат электромеханического преобразования подводимой энергии. К ним относятся механическая мощность $P_{\text{мех}} = m\omega$ и ее составляющие — момент m и скорость ω ;
- показатели, характеризующие загрузку элементов электрических и магнитных цепей двигателя, а также использование по току и напряжению силовых источников питания.

Все перечисленные показатели имеют экстремумы (минимумы либо максимумы) при изменении свободно варьируемых управляющих воздействий [81, 118], которые можно использовать в качестве эталонов при оценивании режимов двигателей. Причем значения управляющих воздействий, доставляющие экстремумы показателей при различных m и ω , не совпадают. В этой связи при формализации постановки задачи анализа энергоэффективности режимов двигателей показатель энергетической эффективности в общем случае должен отражать многокритериальный характер оценивания, быть чувствительным к изменению управляющих воздействий, а также учитывать технологическую задачу, выполняемую электроприводом. Этим требованиям отвечает векторный показатель энергетической эффективности вида

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Y}(\mathbf{V}, \mathbf{X}) = (y_1(\mathbf{V}, \mathbf{X}), y_2(\mathbf{V}, \mathbf{X}), \dots, y_n(\mathbf{V}, \mathbf{X})), \quad (6.1)$$

где $y_i(\mathbf{V}, \mathbf{X})$ — частный показатель энергетической эффективности; \mathbf{V} — вектор варьируемых управлений оптимизационной модели двигателя [81]; \mathbf{X} — вектор состояния двигателя, $\mathbf{X}_{\text{дв}}(m, \omega)$, с помощью которого задается технологическая задача; m и ω — момент и скорость двигателя. В установившемся режиме работы электропривода вектор $\mathbf{X} = \mathbf{X}_{\text{с.дв}}(m_c, \omega_c)$, где m_c и ω_c — приведенные к валу двигателя момент статической нагрузки и скорость производственного механизма.

6.3. Требования к эффективности режимов

В векторной постановке задачи требования к энергоэффективности режимов могут задаваться путем наложения ограничений либо на значения самого показателя энергетической эффективности, либо на значения функции соответствия, характеризующей степень приближения \mathbf{Y} к оптимальному значению,

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \tilde{\mathbf{Y}}(\mathbf{X}) = (\tilde{y}_1(\mathbf{X}), \tilde{y}_2(\mathbf{X}), \dots, \tilde{y}_n(\mathbf{X})), \quad (6.2)$$

где $\tilde{y}_1(\mathbf{X}), \tilde{y}_2(\mathbf{X}), \dots, \tilde{y}_n(\mathbf{X})$ — частные функции соответствия, физический смысл которых рассматривается ниже.

В первом случае требования к эффективности задаются областью допустимых значений показателя эффективности (6.1)

$$\mathbf{Q}_Y = \mathbf{Q}_{y_1} \times \mathbf{Q}_{y_2} \times \dots \times \mathbf{Q}_{y_n},$$

где

$$\mathbf{Q}_{y_i} = \{ y_i \mid \inf y_i \leq y_i \leq \sup y_i \}, \quad i = \overline{1, n}, \quad (6.3)$$

а во втором случае — областью допустимых значений функции соответствия (6.2)

$$\mathbf{Q}_{\tilde{\mathbf{Y}}} = \mathbf{Q}_{\tilde{y}_1} \times \mathbf{Q}_{\tilde{y}_2} \times \dots \times \mathbf{Q}_{\tilde{y}_n},$$

где

$$\mathbf{Q}_{\tilde{y}_i} = \{ \tilde{y}_i \mid \inf \tilde{y}_i \leq \tilde{y}_i \leq \sup \tilde{y}_i \}, \quad i = \overline{1, n}. \quad (6.4)$$

Области \mathbf{Q}_{y_i} и $\mathbf{Q}_{\tilde{y}_i}$ определяются на этапе технико-экономического расчета, выполняемого с учетом требований к экономической эффективности регулируемого электропривода, либо на основании экспертного метода оценки.

Частные функции соответствия описываются выражениями:

$$\tilde{y}_i(\mathbf{X}) = \left| \frac{y_i(\mathbf{X}) - y_i^0(\mathbf{X})}{y_{i0}(\mathbf{X})} \right|, \quad i = \overline{1, n}, \quad (6.5)$$

где $y_i(\mathbf{X})$ — значение показателя в режиме, эффективность которого оценивается; $y_i^0(\mathbf{X})$ — минимальное значение показателя эффективности, т.е. $y_i(\mathbf{V}^0, \mathbf{X}) = \min_{\mathbf{V}} y_i(\mathbf{V}, \mathbf{X})$; $y_{i0}(\mathbf{X})$ — базовое значение показателя эффективности, $y_{i0}(\mathbf{X}) > 0$. В качестве $y_{i0}(\mathbf{X})$ принимается

$y_{i0}(\mathbf{X}) = y_{i\text{ном}}$, где $y_{i\text{ном}}$ — значение показателя эффективности в номинальном режиме двигателя, определяемом заводом изготовителем.

Функция соответствия (6.5) имеет следующий физический смысл. Так как $y_i^0(\mathbf{X})$ — наилучшее (идеальное) значение показателя энергетической эффективности, то разность $y_i(\mathbf{X}) - y_i^0(\mathbf{X})$ можно рассматривать как меру близости к идеалу, отнесенную к базовому значению.

Если принять $y_{i0}(\mathbf{X}) = y_i^0(\mathbf{X})$, то функция соответствия

$$\tilde{y}_i(\mathbf{X}) = \left| \frac{y_i(\mathbf{X}) - y_i^0(\mathbf{X})}{y_i^0(\mathbf{X})} \right|, \quad i = \overline{1, n}, \quad (6.6)$$

приобретает смысл относительной эффективности оптимизации режима двигателя по i -му критерию. Здесь значения функции $y_i^0(\mathbf{X})$ должны удовлетворять условию $y_i^0(\mathbf{X}) \neq 0$.

6.4. Критерий оценивания энергетической эффективности режимов

Введение совокупности показателей эффективности y_1, y_2, \dots, y_n (либо $\tilde{y}_1, \tilde{y}_2, \dots, \tilde{y}_n$) и требований к эффективности путем задания областей допустимых значений (6.3) и (6.4) предполагает следующую трактовку критерия оценивания энергетической эффективности режимов. *Исследуемый режим считается энергетически эффективным (рациональным с точки зрения расходования энергетических ресурсов при выполнении электроприводом заданной технологической задачи), если значение каждого показателя y_i (либо \tilde{y}_i) удовлетворяет условию $y_i \in Q_{y_i}$ (либо $\tilde{y}_i \in Q_{\tilde{y}_i}$) для любых предписанных технологической задачей значений скорости ω и момента t двигателя. Иными словами, значения частных показателей энергетической эффективности либо функций соответствия в каждой допустимой точке (t, ω) находятся внутри или на границе области значений показателя $\inf y_i \leq y_i \leq \sup y_i$ (либо функции соответствия $\inf \tilde{y}_i \leq \tilde{y}_i \leq \sup \tilde{y}_i$).*

Использование понятий векторного показателя энергетической эффективности $\mathbf{Y} = \mathbf{Y}(\mathbf{X})$ и заданных требований к эффективности в виде допустимой области Q_Y (либо $Q_{\tilde{Y}}$) позволяет выразить критерий оценивания энергетической эффективности режимов двигателя следующим компактным условием:

$$Y(X) \subset Q_Y$$

либо

$$\tilde{Y}(X) \subset Q_{\tilde{Y}} \quad (6.7)$$

— при вектор-функции соответствия (6.2).

6.5. Процедура определения функций соответствия

Процедура определения функций соответствия исследуемого режима оптимальному режиму, обеспечивающему минимум либо максимум показателя энергетической эффективности, включает несколько последовательно выполняемых этапов.

Этап 1 — задание технологической задачи. При проектировании электропривода технологическая задача обычно задается приведенными к валу двигателя нагрузочной диаграммой и тахограммой механизма:

$$f_{m_c} = \langle F_{m_c}, T, Q_{M_c} \rangle; \quad (6.8)$$

$$f_{\omega_c} = \langle F_{\omega_c}, T, Q_{\Omega_c} \rangle, \quad (6.9)$$

где F_{m_c} и F_{ω_c} — графики функций нагрузки и скорости на рабочем органе механизма; T — область определения функций; Q_{M_c} и Q_{Ω_c} — область значений функций.

В (6.8) и (6.9) область определения

$$T = \{t: t_n \leq t \leq t_k\},$$

где t — текущее время; t_n и t_k — время начала и конца анализируемого технологического процесса.

Области значений Q_{M_c} и Q_{Ω_c} функций f_{m_c} и f_{ω_c} задаются интервальными ограничениями:

$$Q_{M_c} = \{m_c \in M_c \mid \inf m_c \leq m_c \leq \sup m_c\}; \quad (6.10)$$

$$Q_{\Omega_c} = \{\omega_c \in \Omega_c \mid \inf \omega_c \leq \omega_c \leq \sup \omega_c\}, \quad (6.11)$$

где M_c и Ω_c — соответственно множества предписанных технологическим процессом значений m_c и ω_c ; \inf и \sup — нижняя и верхняя грани подмножеств (6.10) и (6.11), представляющие собой предельно допустимые значения m_c и ω_c .

Графики функций определяются следующими выражениями:

$$F_{m_c} = \{ \langle t, m_c \rangle \in T \times Q_{m_c} : f_{m_c}(t) = m_c \} ;$$

$$F_{\omega_c} = \{ \langle t, \omega_c \rangle \in T \times Q_{\omega_c} : f_{\omega_c}(t) = \omega_c \} .$$

Этап 2 — расчет показателей $y_i(\mathbf{X})$ ($i = \overline{1, n}$) режима, эффективность которого оценивается. Для расчета показателей энергетической эффективности используются оптимизационные модели силовой части электропривода, приведенные в главе 5.

Этап 3 — определение решений $\langle \mathbf{V}_i^o(\mathbf{X}), y_i^o(\mathbf{X}) \rangle$ экстремальных задач $y_i(\mathbf{V}, \mathbf{X} = \mathbf{X}_c) \rightarrow \min_{\mathbf{V} \in Q_V}, i = \overline{1, n}$. В связи с тем что $y_i(\mathbf{V}, \mathbf{X})$ представляют собой сложные нелинейные функции, для поиска управления $\mathbf{V}_i^o(\mathbf{X})$ используются численные методы. Особенности решения экстремальных задач в электроприводе рассматриваются в работе [81].

Этап 4 — расчет значений функций соответствия, $\tilde{y}_i = \tilde{y}_i(\mathbf{X})$ ($i = \overline{1, n}$). На этом этапе используется (6.6).

Резюме главы 6

Изложенная методика оценки энергетической эффективности режимов применима как для отдельных элементов силовой части, так и электропривода в целом. Она предполагает введение оценок реального и желаемого эффектов и представляет собой многоэтапную процедуру, включающую обоснование показателя энергетической эффективности, задание требований к эффективности, формулирование критерия оценивания энергетической эффективности, расчет функции соответствия и оценку энергетической эффективности режимов.

Эталоном при оценке энергетической эффективности является экстремум (минимум) частного показателя качества, который входит в функцию соответствия, приобретающую смысл относительной эффективности оптимизации режима двигателя по заданному частному критерию.

При оценке энергетической эффективности в зависимости от практических целей могут использоваться как один показатель качества, так и некоторая совокупность показателей. В последнем случае постановка задачи оценивания энергетической эффективности будет отражать ее многокритериальный характер.

Одним из важнейших энергетических показателей качества являются суммарные потери двигателя [45]. Выявление эффективности режимов двигателя по отношению к минимуму суммарных потерь имеет практическое значение в следующих случаях:

- при обеспечении минимума потерь для ограничения нагрева двигателя и расширения области допустимых по нагреву нагрузок;
- для повышения коэффициента полезного действия двигателей при регулировании скорости и изменении момента нагрузки в широких диапазонах;
- при обосновании варианта управления, близкого к оптимальному, когда в качестве эталона используется управление, обеспечивающее режим минимальных потерь.

Функция соответствия потерь в этом случае принимает следующий вид:

$$\Delta\tilde{p}(\mathbf{X}) = \frac{\Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X}) - \Delta p(\mathbf{V}^0, \mathbf{X})}{\Delta p(\mathbf{V}^0, \mathbf{X})}, \quad (6.12)$$

где $\Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X})$ — значение суммарных потерь двигателя в режиме, эффективность которого оценивается; $\Delta p(\mathbf{V}^0, \mathbf{X})$ — минимальное значение потерь в двигателе, т. е.

$$\Delta p(\mathbf{V}^0, \mathbf{X}) = \min_{\mathbf{V}} \Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X}).$$

По степени приближения (6.12) к нулю можно оценить эффективность различных режимов по отношению к оптимальному по минимуму потерь режиму в каждой точке $\mathbf{X} = (m, \omega)$ допустимой области состояния двигателя, т. е. выявить меру недоиспользования ресурса оптимизации.

Глава 7. ОЦЕНКА ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ РЕЖИМОВ ДВИГАТЕЛЕЙ

В этой главе рассматриваются энергоэффективные режимы для основных типов электрических двигателей. На численных примерах иллюстрируется недоиспользование ресурса оптимизации режимов при традиционных законах управления электрическими двигателями. Закачивается глава оценкой влияния оптимизированных режимов двигателей на входные энергетические характеристики преобразователей частоты.

7.1. Энергоэффективные режимы асинхронного двигателя при двухстороннем управлении

Асинхронный двигатель с фазным ротором при автономном питании статорной и роторной обмоток от управляемых по частоте и амплитуде источников обладает наибольшими возможностями с точки зрения реализации энергоэффективных режимов. Для такой машины могут использоваться следующие режимы [18, 47–49, 54, 81]:

- минимальных потерь при отсутствии ограничений;
- минимальных потерь при постоянстве главного магнитного потока;
- минимальных потерь при ограничении реактивной мощности, потребляемой по цепям статора и ротора;
- постоянства главного магнитного потока при ограничении реактивной мощности, потребляемой по цепям статора и ротора;
- постоянства главного магнитного потока при ортогональности векторов главных потокосцеплений и токов статора.

Интерес представляет сравнительная оценка энергосберегающего эффекта при реализации этих режимов. Приведем численный пример такой оценки, используя функцию соответствия (6.12).

Пример. Оценка энергосберегающего эффекта при реализации режимов: минимальных потерь при постоянстве главного магнитного потока; минимальных потерь при отсутствии потребления реактивной мощности по цепям статора и ротора; постоянства главного магнитного потока при отсутствии потребления реактивной мощности по цепям статора и ротора; при постоянстве главного магнитного потока и ортогональности векторов главных потокосцеплений и токов статора.

Условия. Асинхронный двигатель с фазным ротором мощностью 1000 кВт. Обмотки статора и ротора питаются от идеализированных автономных преобразователей частоты с отдельным регулированием амплитуды и частоты выходного напряжения.

В качестве эталонного режима принимается режим минимальных электромагнитных потерь, отвечающий решению оптимизационной задачи на безусловный экстремум.

Методика решения. Для решения задачи выберем оптимизационную модель (5.1), (5.3) и (5.4).

Методика выявления энергосберегающего эффекта заключается в следующем. Вначале решается оптимизационная задача по минимуму потерь при отсутствии ограничений:

$$\Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X} = \mathbf{X}_c) \rightarrow \min_{\mathbf{V}=(\beta, \Psi_m)} \Rightarrow \mathbf{V}^0(\mathbf{X}), \mathbf{X}_c \in \Omega_c. \quad (7.1)$$

В постановке задачи (7.1) электромагнитные потери двигателя при выборе электромеханической модели (5.1) принимают вид:

$$\Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X} = \mathbf{X}_c) = \sum_{j=s,r} [\Delta p_{элj}(\Psi_m, m) + \Delta p_{магнj}(\beta, \Psi_m, \mathbf{X})],$$

где потери $\Delta p_{элj}$ и $\Delta p_{магнj}$ определяются следующими выражениями:

$$\Delta p_{элj}(\Psi_m, m) = k_j i_j^2(\Psi_m, m), \quad j = s, r;$$

$$\Delta p_{магнс}(\beta, \Psi_m, \omega) = k_{магнс} |\omega + \beta|^{1,3} \Psi_m^2;$$

$$\Delta p_{магнr}(\beta, \Psi_m) = k_{магнr} |\beta|^{1,3} \Psi_m^2.$$

Затем, используя соответствующие целевые функции и ограничения, для тех же самых условий технологической задачи осуществля-

ется расчет потерь при исследуемых режимах с учетом особенностей их постановок.

Задача оптимизации режимов двигателя по минимуму потерь при постоянном потоке является двухмерной задачей экстремального управления, так как компонент ψ_m вектора управлений \mathbf{V} представляет собой постоянную величину, что отражается в ее постановке:

$$\Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X} = \mathbf{X}_c) \rightarrow \min_{\mathbf{V} \in \mathbf{Q}_V} \Rightarrow \mathbf{V}^o(\mathbf{X}), \quad \mathbf{X}_c \in \Omega_c, \quad (7.2)$$

$$\mathbf{Q}_V = \{\mathbf{V} : \mathbf{V} = (\beta, \Psi_m), \Psi_m = (\psi_m, v_{\psi_m}), \psi_m = \psi_m^*\}.$$

Задача минимизации электромагнитных потерь при отсутствии потребления реактивной мощности в общем случае формулируется так:

$$\Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X} = \mathbf{X}_c) \rightarrow \min_{\mathbf{V} \in \mathbf{Q}_V} \Rightarrow \mathbf{V}^o(\mathbf{X}), \quad \mathbf{X}_c \in \Omega_c, \quad (7.3)$$

$$\mathbf{Q}_V = \{\mathbf{V} : q_s = (\mathbf{V}, \mathbf{X}) = q_s^*, q_r = (\mathbf{V}, \mathbf{X}) = q_r^*, \mathbf{V} = (\beta, \Psi_m)\},$$

где q_s^* и q_r^* — заданные значения реактивной мощности статора и ротора, определяющие уровни ограничения.

Следует заметить, что наличие двух ограничений типа равенств снижает размерность задачи (7.3) до $q = 1$. Однако в данной задаче математического программирования использование присущей особенности с целью уменьшения числа варьируемых управлений не представляется возможным ввиду нелинейного характера функций качества и ограничений. По этой причине задача (7.3) решается численно, методом штрафных функций, и для минимизации функции $\Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X})$ при ограничениях $q_s(\mathbf{V}, \mathbf{X}) = q_s^*$ и $q_r(\mathbf{V}, \mathbf{X}) = q_r^*$ вводится вспомогательная функция

$$\Delta \tilde{p}(\mathbf{V}, \mathbf{X}) = \Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X}) + \psi_g(\mathbf{V}, \mathbf{X}, \mathbf{a})$$

с функцией штрафа

$$\psi_g(\mathbf{V}, \mathbf{X}, \mathbf{a}) = a_s [q_s(\mathbf{V}, \mathbf{X}) - q_s^*]^2 + a_r [q_r(\mathbf{V}, \mathbf{X}) - q_r^*]^2,$$

где a_s и a_r — положительные весовые коэффициенты.

Таким образом, задача (7.3) с ограничениями преобразуется к задаче математического программирования без ограничений:

$$\Delta \tilde{p}(\mathbf{V}, \mathbf{X} = \mathbf{X}_c) \rightarrow \min_{\mathbf{V}} \Rightarrow \mathbf{V}^o(\mathbf{X}), \quad \mathbf{X}_c \in \Omega_c, \quad (7.4)$$

которая решается при условии $q_s^* = q_r^* = 0$.

Особенность расчета потерь для режима постоянства главного магнитного потока при отсутствии потребления реактивной мощности состоит в том, что ввиду наличия трех ограничений здесь отсутствует свобода в выборе оптимального (в смысле минимума потерь) управления. Вместе с тем решение задачи математического программирования позволяет найти поисковыми методами *условный экстремум* функции электромагнитных потерь и управление, отвечающее предписанным ограничениям на поток и реактивную мощность. Для этого случая экстремальная задача имеет следующую формулировку:

$$\Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X} = \mathbf{X}_c) \rightarrow \inf_{\mathbf{V} \in Q_V} \Rightarrow \mathbf{V}^0(\mathbf{X}), \mathbf{X}_c \in \Omega_c, \quad (7.5)$$

где область допустимых управлений

$$Q_V : \begin{cases} \mathbf{V} = (\beta, \Psi_m), \Psi_m = (\psi_m, \psi_{\psi_m}), \psi_m = \psi_m^*, \\ q_s(\mathbf{V}, \mathbf{X}) = q_s^*, \quad q_r(\mathbf{V}, \mathbf{X}) = q_r^*. \end{cases}$$

При практическом решении задачи ввиду того, что на одну из составляющих вектора управлений \mathbf{V} накладывается ограничение типа равенства ($\psi_m = \psi_m^*$), исходная трехмерная задача (7.5) сводится к двухмерной задаче с ограничениями $q_s(\mathbf{V}, \mathbf{X}) = q_s^* = 0, \quad q_r(\mathbf{V}, \mathbf{X}) = q_r^* = 0$.

В режиме постоянства главного магнитного потока при ортогональности векторов главных потокосцеплений и токов статора, как отмечалось раньше, ток статора минимальный в каждой заданной точке механической характеристики двигателя. Поэтому потери двигателя проще всего определять при минимизации тока статора при постоянном потоке:

$$i_s(\mathbf{V}, \mathbf{X} = \mathbf{X}_c) \rightarrow \min_{\mathbf{V} \in Q_V} \Rightarrow \mathbf{V}^0(\mathbf{X}), \mathbf{X}_c \in \Omega_c, \quad (7.6)$$

$$Q_V = \{\mathbf{V} : \mathbf{V} = (\beta, \Psi_m), \Psi_m = (\psi_m, \psi_{\psi_m}), \psi_m = \psi_m^*\}.$$

Из постановки (7.6) следует, что задача оптимизации режимов АД с фазным ротором по минимуму тока при постоянном потоке является двухмерной задачей экстремального управления, так как компонент ψ_m вектора \mathbf{V} представляет собой постоянную величину.

На заключительном этапе для каждого исследуемого режима рассчитываются функции соответствия:

$$\Delta \tilde{p}_j(\mathbf{X}) = \frac{\Delta p_j(\mathbf{V}_j, \mathbf{X}) - \Delta p_{\Delta p = \min}(\mathbf{V}^0, \mathbf{X})}{\Delta p_{\Delta p = \min}(\mathbf{V}^0, \mathbf{X})},$$

где $\Delta p_j(V_j, X)$ — значение суммарных потерь двигателя в режиме, эффективность которого оценивается; $\Delta p_{\Delta p = \min}(V^0, X)$ — минимальное значение потерь в двигателе, т. е.

$$\Delta p_{\Delta p = \min}(V^0, X) = \min_V \Delta p(V, X).$$

На рис. 7.1 приведена модель, обобщающая решение экстремальных задач. Модель показана в виде совокупности электромеханической и энергетической моделей, блоков задания целевой функции и поиска экстремума.

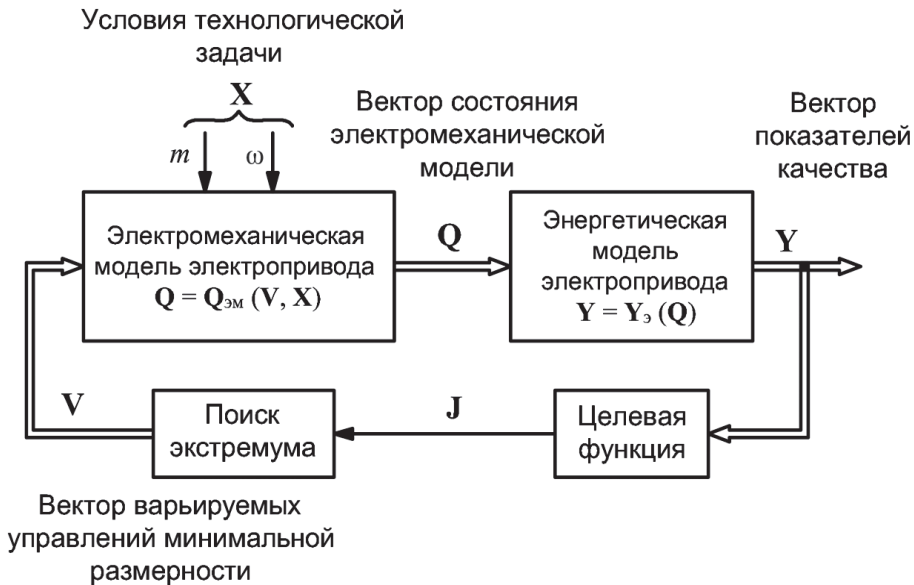


Рис. 7.1. Модель для решения экстремальных задач

На рис. 7.2 приведены графики функции $\Delta \tilde{p}(m, \omega)$. Кривые построены для граничных значений скорости диапазона регулирования от $\omega = 0,125\omega_6$ до $\omega = 1,25\omega_6$ ($\omega = 1,25\omega_6$ — сплошная линия и $\omega = 0,125\omega_6$ — штриховая линия, где ω_6 — базовое значение скорости) и соответствуют следующим режимам двигателя: 1 — минимуму потерь при постоянстве главного потока $\psi_m = \psi_{m6}$ и ограничении реактивной мощности статора $q_s = 0$ и ротора $q_r = 0$, где ψ_{m6} — базовое значение потока, сцепленного с обмотками статора и ротора; 2 — минимуму потерь при постоянстве потока, $\psi_m = \psi_{m6}$; 3 — минимуму потерь при ограничении реактивной мощности $q_s = q_r = 0$; 4 — постоян-

ству потока $\psi_m = \psi_{mб}$ при ортогональности векторов главных потокосцеплений и токов статора.

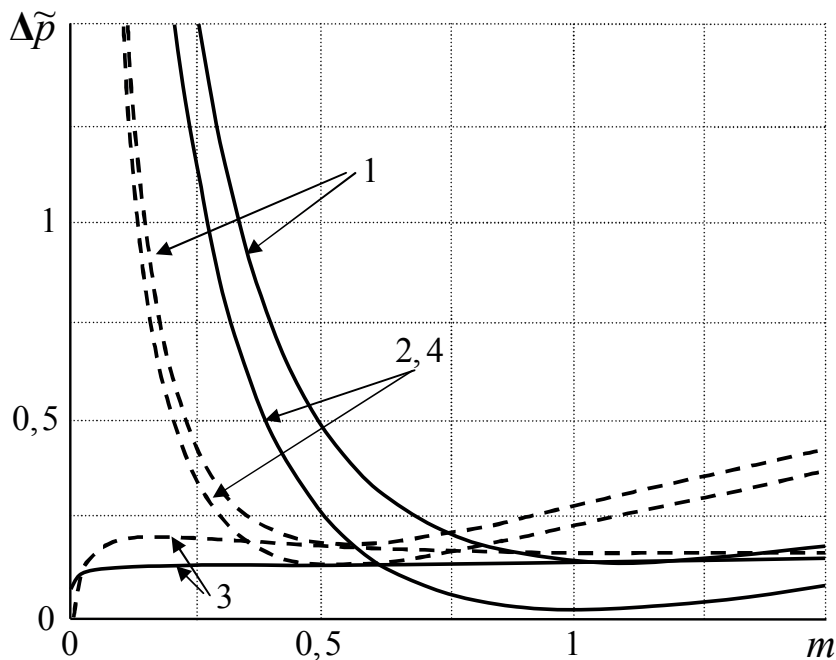


Рис. 7.2. К оценке эффективности режимов АД с фазным ротором при двухстороннем управлении

Видно, что в исследуемых диапазонах изменения скорости и момента нельзя отдать предпочтение какому-либо одному режиму. Для каждого режима существует достаточно ограниченная по скорости и моменту область, в которой один режим предпочтительнее другого с точки зрения выбранного показателя энергетической эффективности. Так, режим минимальных потерь при ограничении реактивной мощности (кривая 3) предпочтительнее других при $m < 0,3-0,5$. В то же время при $m > 1$ и $\omega = 1,25$ предпочтение следует отдать режиму минимальных потерь при постоянстве главного потока (кривая 2). Менее предпочтительным является режим минимальных потерь при постоянстве главного потока и ограничении реактивной мощности (кривая 1). При этом наибольшие значения функция $\Delta \tilde{p}(X)$ принимает при малых нагрузках.

7.2. Энергоэффективные режимы асинхронизированного синхронного двигателя

Асинхронизированный синхронный двигатель (АСД), статорная и роторная обмотки которого также получают питание от автономных источников, в сравнении с АД с фазным ротором управляется только со стороны обмотки ротора. Поэтому возможности такого двигателя в отношении реализации энергоэффективных режимов ограничены. Тем не менее за счет преобразователя частоты в цепи ротора можно обеспечить регулирование реактивной мощности, потребляемой статором либо ротором. В задачах оптимизации электроприводов с АСД рассматриваются следующие режимы [65, 81, 107]:

- минимальных потерь двигателя при отсутствии ограничений;
- при отсутствии потребления реактивной мощности со стороны статора ($q_s = 0$). Этот режим эквивалентен режиму минимального тока статора;
- при отсутствии потребления реактивной мощности со стороны ротора ($q_r = 0$). Этот режим эквивалентен режиму минимального тока ротора.

Методика сравнительной оценки энергосберегающего эффекта при различных режимах АСД аналогична методике, описанной выше для АД с фазным ротором. Различие проявляется в условиях и формулировках экстремальных задач. Рассмотрим численный пример оценки энергосберегающего эффекта при минимизации токов в обмотках статора и ротора.

Пример. Оценка энергосберегающего эффекта при минимизации токов статора и ротора.

Условия. Используется асинхронный двигатель с фазным ротором мощностью 1000 кВт. Обмотка статора подключена к источнику напряжения с постоянной амплитудой и частотой, а обмотка ротора питается от идеализированного преобразователя частоты с отдельным регулированием амплитуды и частоты выходного напряжения.

В качестве эталонного режима принимается режим минимальных электромагнитных потерь, отвечающий решению оптимизационной задачи на безусловный экстремум.

Методика решения. Для решения задачи выбирается оптимизационная модель вида $\langle v_{\psi_m}, \mathbf{U}, \mathbf{X} \rangle$, включающая уравнения (5.3)–(5.5).

Для первого этапа используется постановка задачи оптимизации режимов АСД по минимуму потерь на безусловный экстремум:

$$\Delta p(v_{\psi_m}, U, X = X_c) \rightarrow \min_{v_{\psi_m}} \Rightarrow v_{\psi_m}^o(X), U = U^*, X_c \in \Omega_c, \quad (7.7)$$

где U^* — вектор заданных величин (напряжения и частоты источника питания обмотки статора), $U^* = (u_s^*, \omega_s^*)$.

При постоянстве U и фиксированном значении X составляющие электромагнитных потерь становятся зависимыми от v_{ψ_m} :

$$\Delta p(v_{\psi_m}, X) = \sum_{j=s,r} \Delta p_{элj}(v_{\psi_m}, m) + \sum_{j=s,r} \Delta p_{магнj}(v_{\psi_m}, X),$$

где

$$\Delta p_{элj}(v_{\psi_m}, m) = k_j i_j^2(v_{\psi_m}, m), \quad j = s, r;$$

$$\Delta p_{магнс}(v_{\psi_m}, X) = k_{магнс} \omega_s^{1,3} \psi_m^2(v_{\psi_m}, X);$$

$$\Delta p_{магнr}(v_{\psi_m}, X) = k_{магнr} |\omega_s - \omega|^{1,3} \psi_m^2(v_{\psi_m}, X).$$

При расчете потерь в режиме отсутствия потребления реактивной мощности со стороны статора ($q_s = 0$) замечаем, что в этом случае модуль результирующего вектора токов статора принимает минимальное значение. Следовательно, задача управления АСД при $q_s = 0$ может быть сведена к задаче управления по минимуму тока статора в следующей ее постановке:

$$i_s(v_{\psi_m}, U, X = X_c) \rightarrow \min_{v_{\psi_m}} \Rightarrow v_{\psi_m}^o(X), U = U^*, X_c \in \Omega_c.$$

Подобные рассуждения справедливы также для режима отсутствия потребления реактивной мощности со стороны ротора ($q_r = 0$). В этом режиме ток ротора принимает минимальное значение. Постановка задачи имеет вид:

$$i_r(v_{\psi_m}, U, X = X_c) \rightarrow \min_{v_{\psi_m}} \Rightarrow v_{\psi_m}^o(X), U = U^*, X_c \in \Omega_c.$$

Значения функций соответствия для сравнительной оценки рассчитываются по формуле:

$$\Delta \tilde{p}_j(X) = \frac{\Delta p_j(v_{\psi_m, j}, X) - \Delta p_{\Delta p = \min}(v_{\psi_m}^o, X)}{\Delta p_{\Delta p = \min}(v_{\psi_m}^o, X)}.$$

На рис. 7.3 приведены графики функции $\Delta\tilde{p}(m, \omega)$.

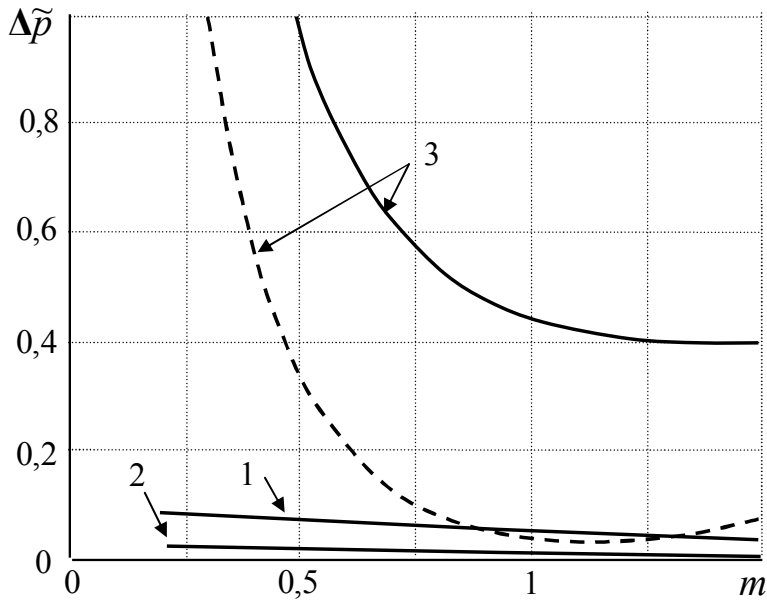


Рис. 7.3. Сравнительная оценка эффективности режимов АСД

Кривые построены для значений скорости $\omega = 1,3\omega_b$ (сплошная линия) и $\omega = 0,7\omega_b$ (штриховая линия), определяющих границы экономически целесообразного диапазона регулирования скорости АСД [107]. Введенные обозначения кривых соответствуют режимам: 1 — минимального тока статора; 2 — минимального тока ротора; 3 — минимальных потерь при постоянстве потока $\psi_m = \psi_{mб}$.

Как видно, более предпочтительным по показателю энергетической эффективности в заданном диапазоне скоростей является режим минимального тока ротора (кривая 2). Режим минимального тока статора (кривая 1) незначительно уступает режиму минимального тока ротора. Причем в этих режимах показатель энергетической эффективности практически не зависит от скорости. Сравнительная оценка режимов минимальных потерь АСД и АД с фазным ротором при $\psi_m = \psi_{mб}$ (кривые 3) свидетельствует об эффективности управления двигателем с фазным ротором одновременно по цепям статора и ротора (штриховая линия). Видно, что при малых нагрузках показатель эффективности для АСД существенно ухудшается.

7.3. Энергоэффективные режимы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором (АД) имеет одностороннее питание и управление. Наибольшими возможностями такой двигатель обладает при частотном способе регулирования скорости. В промышленных образцах частотно-регулируемых асинхронных электроприводов применяются следующие режимы [11, 15, 87, 118, 125 и др.]:

- пропорционального частотного управления;
- постоянства полного потока, сцепленного с обмоткой статора;
- постоянства главного потокосцепления обмоток статора и ротора;
- постоянства полного потока, сцепленного с обмоткой ротора;
- двухзонного регулирования скорости;
- энергосбережения.

В режиме энергосбережения используются критерии минимума суммарных потерь [4, 16, 51, 52, 58] либо минимум тока статора [16, 17, 62, 69, 129]. В случаях, когда возникает проблема обеспечения максимальной перегрузочной способности АД при ограничении напряжения и тока статора, ставится задача экстремального управления электромагнитным моментом [110, 118, 123].

Используя описанную выше методику, можно дать оценку недоиспользованного ресурса оптимизации для режима пропорционального частотного управления и режимов при постоянстве полных и главного потокосцеплений обмоток асинхронного двигателя.

Пример. Оценка недоиспользованного ресурса оптимизации при реализации режимов: пропорционального частотного управления, при постоянстве полных и главного потокосцеплений обмоток статора и ротора АД с короткозамкнутым ротором.

Условия. Асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором мощностью 7,5 кВт питается от идеализированного преобразователя частоты с отдельным регулированием амплитуды и частоты выходного напряжения.

В качестве эталонного режима принимается режим минимальных суммарных потерь двигателя, отвечающий решению оптимизационной задачи на безусловный экстремум.

Методика решения. Для решения задачи выберем оптимизационную модель $\langle \beta, X \rangle$ — уравнения (5.7) и (5.9).

Сначала решается оптимизационная задача по минимуму потерь при отсутствии ограничений:

$$\Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X} = \mathbf{X}_c) \rightarrow \min_{\mathbf{V}=\beta} \Rightarrow \mathbf{V}^0(\mathbf{X}), \mathbf{X}_c \in \Omega_c. \quad (7.8)$$

В постановке задачи (7.8) суммарные потери двигателя при выборе электромеханической модели (5.7) описываются выражением:

$$\Delta p(\beta, \mathbf{X}) = \sum_{j=s,r} \Delta p_{\text{эл}j}(\beta, m) + \sum_{j=\Gamma, \text{ВТ}} \Delta p_{\text{магн}j}(\beta, \mathbf{X}) + \Delta p_{\text{доб}}(\beta, m) + \Delta p_{\text{мех}}(\omega). \quad (7.9)$$

В выражении (7.9) электрические потери статора и ротора пропорциональны квадрату токов (i_s^2 и i_r^2) соответствующих обмоток:

$$\Delta p_{\text{эл}j}(\beta, m) = k_j i_j^2(\beta, m), j = s, r.$$

Магнитные потери определяются выражениями:

$$\Delta p_{\text{магн.Г}}(\beta, \mathbf{X}) = k_3(\omega + \beta)\psi_m^2(\beta, m);$$

$$\Delta p_{\text{магн.ВТ}}(\beta, \mathbf{X}) = k_{\text{ВТ}}(\omega + \beta)^2\psi_m^2(\beta, m).$$

Добавочные и механические потери

$$\Delta p_{\text{доб}}(\beta, m) = k_{\text{доб}} i_s^2(\beta, m);$$

$$\Delta p_{\text{мех}}(\omega) = k_{\text{мех}} \omega^m.$$

Для расчета потерь при типовых режимах АД составляются соответствующие целевые функции:

- для режима пропорционального частотного управления

$$J = (u_s^* \omega_s^{*-1} - u_s \omega_s^{-1})^2;$$

- для режимов постоянства полных и главного потокосцеплений обмоток двигателя

$$J_j = (\psi_j^* - \psi_j)^2,$$

где ψ_j^* и ψ_j — заданное и текущее значения полных потокосцеплений обмотки статора ($j = s$), обмотки ротора ($j = r$) и главного потокосцепления ($j = m$).

Функция соответствия определяется по формуле:

$$\Delta \tilde{p}(\mathbf{X}) = \frac{\Delta p(\beta_{(\cdot)=\text{const}}, \mathbf{X}) - \Delta p(\beta_{\Delta p=\min}^0, \mathbf{X})}{\Delta p(\beta_{\Delta p=\min}^0, \mathbf{X})},$$

где $\Delta p(\beta_{(\cdot)=\text{const}}, \mathbf{X})$ — потери в режимах $u_s / \omega_s = \text{const}$ и $\psi_j = \text{const}$ ($j = s, r, m$); $\Delta p(\beta_{\Delta p = \min}^0, \mathbf{X})$ — минимальное значение потерь при m и ω .

По степени приближения $\Delta \tilde{p}(\mathbf{X})$ к нулю можно оценить эффективность различных режимов частотного управления в сравнении с режимом минимальных потерь АД. Если области изменения момента нагрузки и скорости достаточно широки, то графики функции $\beta(m, \omega)$, обеспечивающие режимы $u_s / \omega_s = \text{const}$ и $\psi_j = \text{const}$ ($j = s, r, m$), имеют общие точки с графиком оптимальной функции $\beta_{\Delta p = \min}^0(\mathbf{X})$. В этих точках соответствующие оценки эффективности равны нулю, а при потекосцеплениях, отличающихся от оптимальных значений, превышают минимальное значение, т. е. $\Delta \tilde{p}(\mathbf{X}) = 0$ при $\beta = \beta_{\Delta p = \min}^0$; $\Delta \tilde{p}(\mathbf{X}) > 0$ при $\beta \neq \beta_{\Delta p = \min}^0$. Следовательно, функции $\Delta \tilde{p}(\mathbf{X})$ в режимах $u_s / \omega_s = \text{const}$ и $\psi_j = \text{const}$ имеют явно выраженный минимум. При скольжении $\beta \rightarrow \beta_{\Delta p = \min}^0$ функция $\Delta \tilde{p}(\mathbf{X}) \rightarrow 0$. На рис. 7.4 приведены графики функций $\Delta \tilde{p}(m, \omega)$, рассчитанные для $\omega = \omega_6$ (а) и $\omega = 0$ (б).

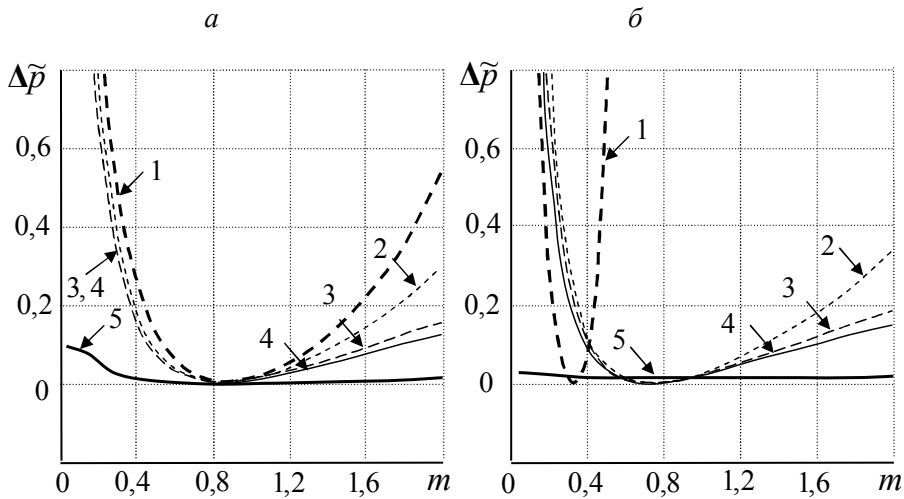


Рис. 7.4. К оценке эффективности режимов управления АД:

а — при $\omega = \omega_6$; б — при $\omega = 0$

Кривые соответствуют следующим режимам: 1 — пропорционального частотного управления $u_s / \omega_s = u_{s6} / \omega_{s6}$; 2 — постоянства полно-

го потока, сцепленного с обмоткой статора $\psi_s = \psi_{s6}$; 3 — постоянства главного потокосцепления обмоток статора и ротора $\psi_m = \psi_{m6}$; 4 — постоянства полного потока, сцепленного с обмоткой ротора $\psi_r = \psi_{r6}$; 5 — минимума тока статора.

Как видно, при изменении момента и скорости показатель энергетической эффективности претерпевает существенное изменение. При этом для каждого режима можно выделить область предпочтения, обосновывающую рациональность его применения в частотно-регулируемом электроприводе. Вне пределов этой области (при малых и больших моментах) показатель энергетической эффективности для большинства режимов существенно ухудшается. Исключением является режим минимального тока статора. Характер поведения функций соответствия для этого режима подтверждает его энергетическую эффективность. Видно, что режим минимального тока статора близок к режиму минимальных потерь в широком диапазоне изменения нагрузок и скорости двигателя (кривая 5). Наибольшее отличие наблюдается при высокой скорости в области малых нагрузок. При снижении скорости различие между режимами минимальных потерь и тока статора уменьшается.

7.4. Энергоэффективные режимы синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением

Синхронные двигатели с электромагнитным возбуждением так же, как и асинхронный двигатель с фазным ротором, способны обеспечивать разнообразные по энергетической эффективности режимы. Для получения максимального энергетического эффекта обмотка якоря СД питается от преобразователя частоты, а обмотка возбуждения — от управляемого источника постоянного тока. В задачах оптимизации и практических случаях применения синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением используются следующие режимы [20, 24, 25, 81, 85, 94, 100]:

- минимальных потерь;
- минимальных потерь при постоянстве главного потока;
- режим минимальных потерь при ограничении реактивной мощности, потребляемой якорем;
- минимальных потерь при постоянстве главного потока и ограничении реактивной мощности, потребляемой якорем;

- постоянства главного магнитного потока при ортогональности векторов главных потокосцеплений и токов статора.

Пример. Оценка энергосберегающего эффекта при реализации режимов: минимума потерь при постоянстве главного магнитного потока $\Psi_m = \Psi_{mб}$; минимума потерь при отсутствии потребления реактивной мощности по цепи статора $q_s = 0$.

Условия. Используется неявнополюсный синхронный двигатель мощностью 116 кВт с электромагнитным возбуждением по продольной оси. Обмотка якоря питается от идеализированного преобразователя частоты с отдельным регулированием амплитуды и частоты выходного напряжения. Обмотка возбуждения подключена к идеализированному управляемому преобразователю постоянного тока.

В качестве эталонного режима принимается режим минимальных электромагнитных потерь двигателя при отсутствии ограничений.

Методика решения. Для решения задач оптимизации режимов СД с продольным электромагнитным возбуждением удобно пользоваться электромеханической моделью вида $\langle \Psi_m^{Gr}, \mathbf{X} \rangle$, которая описывается уравнениями (5.13). Тогда задача минимизации потерь на безусловный экстремум СД с продольным возбуждением принимает следующую формулировку:

$$\Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X} = \mathbf{X}_c) \rightarrow \min_{\mathbf{V} = \Psi_m^{Gr}} \Rightarrow \mathbf{V}^o(\mathbf{X}), \mathbf{X}_c \in \Omega_c. \quad (7.10)$$

В постановке задачи (7.10) электромагнитные потери двигателя при выборе электромеханической модели (5.11) и (5.12) с учетом (5.13) принимают вид:

$$\Delta p(\Psi_m^{Gr}, \mathbf{X}) = \sum_{j=s, f} \Delta p_{элj}(\Psi_m^{Gr}, \mathbf{X}) + \Delta p_{магнс}(\Psi_m^{Gr}, \mathbf{X}).$$

Здесь электрические потери

$$\Delta p_{элj}(\Psi_m^{Gr}, \mathbf{X}) = k_j i_j^2, j = s, f,$$

где i_s — модуль вектора токов обмотки якоря; i_{fd} — ток продольной обмотки возбуждения.

Магнитные потери в стали якоря равны сумме потерь на вихревые токи и гистерезис. Они зависят от индукции в ярме и зубцах якоря, а также от основной частоты перемагничивания магнитопровода. Не разделяя потери в стали на гистерезис и вихревые токи, по аналогии с моделью потерь $\Delta p_{магнс}$ для асинхронных машин будем использовать выражение:

$$\Delta p_{\text{магн} s} = k_{\text{магн} s} |\omega|^{1,3} \psi_m^2.$$

В выражениях электрических и магнитных потерь токи обмоток i_s , i_{fd} и потокосцепление ψ_m записываются в виде скалярных квадратов алгебраических векторов в базисе \vec{G}_r :

$$i_s^2 = \mathbf{I}_s^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr};$$

$$\psi_m^2 = \Psi_m^{Gr} \bullet \Psi_m^{Gr};$$

$$i_{fd}^2 = \mathbf{I}_f^{Gr} \bullet \mathbf{I}_f^{Gr}.$$

Задача экстремального управления СД по минимуму Δp при постоянстве модуля вектора главных потокосцеплений формулируется с учетом ограничения на поток $\psi_m = \psi_m^* = \text{const}$:

$$\Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X} = \mathbf{X}_c) \rightarrow \min_{\mathbf{V} \in \mathbf{Q}_V} \Rightarrow \mathbf{V}^0(\mathbf{X}), \mathbf{X}_c \in \Omega_c;$$

$$\mathbf{Q}_V = \{\mathbf{V} : \mathbf{V} = \Psi_m^{Gr} = (\psi_m^*, v_{\psi_m})\}.$$

Таким образом, задача оптимизации по минимуму Δp при $\psi_m = \psi_m^*$ сводится к одномерной задаче экстремального управления:

$$\Delta p(\psi_m^*, v_{\psi_m}, \mathbf{X} = \mathbf{X}_c) \rightarrow \min_{v_{\psi_m}} \Rightarrow v_{\psi_m}^0(\mathbf{X}), \mathbf{X}_c \in \Omega_c.$$

Минимальные электромагнитные потери при отсутствии потребления реактивной мощности в общем случае обеспечиваются решением экстремальной задачи

$$\Delta p(\mathbf{V}, \mathbf{X} = \mathbf{X}_c) \rightarrow \min_{\mathbf{V} \in \mathbf{Q}_V} \Rightarrow \mathbf{V}^0(\mathbf{X}), \mathbf{X}_c \in \Omega_c,$$

$$\mathbf{Q}_V = \{\mathbf{V} : q_s(\mathbf{V}, \mathbf{X}) = 0, \mathbf{V} = \Psi_m^{Gr} = (\psi_m, v_{\psi_m})\},$$

которая при численном решении преобразуется к виду:

$$J(\psi_m, v_{\psi_m}, \mathbf{X}) = a q_s^2(\psi_m, v_{\psi_m}, \mathbf{X}) \rightarrow \min_{(\psi_m, v_{\psi_m})},$$

где a — постоянный коэффициент.

Функция соответствия по потерям СД рассчитывается по формуле

$$\Delta \tilde{p}_j(\mathbf{X}) = \frac{\Delta p_j(\psi_m, v_{\psi_m}, \mathbf{X}) - \Delta p(\psi_m^0, v_{\psi_m}^0, \mathbf{X})}{\Delta p(\psi_m^0, v_{\psi_m}^0, \mathbf{X})},$$

где $\Delta p_j(\psi_m, v_{\psi_m}, \mathbf{X})$ — потери в режимах минимума потерь при постоянстве главного потока и минимума потерь при отсутствии потребления реактивной мощности; $\Delta p(\psi_m^o, v_{\psi_m}^o, \mathbf{X})$ — минимальное значение потерь при заданных m и ω .

На рис. 7.5 представлены графики функций $\Delta \tilde{p}(m, \omega)$, рассчитанные для двух фиксированных значений скорости ($\omega = \omega_6$ — сплошная линия и $\omega = 0$ — штриховая линия).

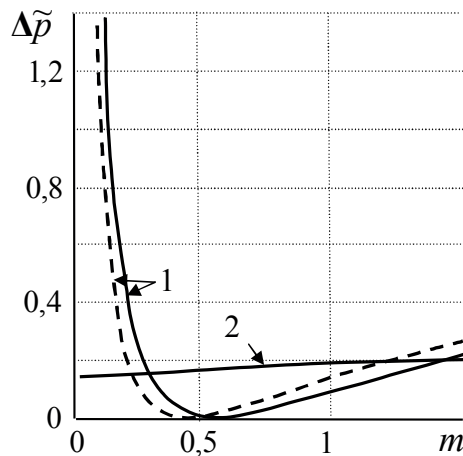


Рис. 7.5. К оценке эффективности режимов управления СД с продольным электромагнитным возбуждением

Кривые соответствуют следующим режимам: 1 — минимуму потерь при постоянстве главного потока $\psi_m = \psi_{m6}$; 2 — минимуму потерь при ограничении реактивной мощности $q_s = 0$.

Как видно, в общем случае при широком диапазоне изменения момента и скорости нельзя отдать предпочтение какому-либо одному режиму. Но в каждом конкретном случае можно выделить ограниченную по скорости и моменту область, отвечающую рациональному расходованию энергетических ресурсов двигателем при выполнении электроприводом технологической задачи.

Так, режим минимальных потерь при постоянстве главного потока предпочтительнее других при $0,25 m_6 < m < (0,75 - 1) m_6$, а режим минимальных потерь при отсутствии потребления реактивной мощности со стороны цепи якоря — при нагрузках $m < 0,25 m_6$ и высокой скорости. В области скоростей, близких к нулю, энергетическая эффективность данного режима повышается.

7.5. Энергоэффективные режимы синхронного двигателя с постоянными магнитами

Синхронные двигатели с постоянными магнитами, в отличие от СД с электромагнитным возбуждением, получают питание только по цепи якоря, что ограничивает возможности управления энергетическими режимами. Типичным для СД с постоянными магнитами, нашедшего применение в регулируемых электроприводах, является режим, при котором отсутствует продольная реакция якоря [95]. При оптимизации режимов СД с постоянными магнитами используются режимы минимальных потерь и минимального тока якоря.

На рис. 7.6 приведены рассчитанные для вышеперечисленных режимов зависимости показателя энергетической эффективности от момента для двух фиксированных значений скорости ($\omega = \omega_6$ — сплошная линия и $\omega = 0$ — штриховая линия): 1 — для режима при отсутствии продольной реакции якоря; 2 — для режима минимального тока якоря; 3 — минимальных потерь.

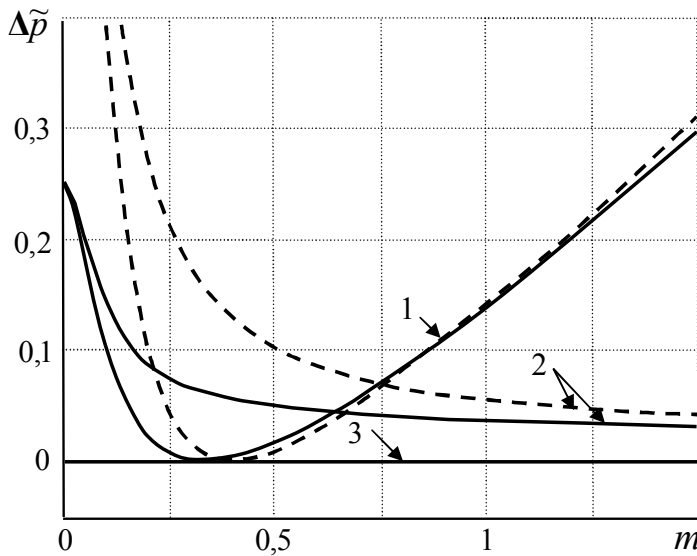


Рис. 7.6. К оценке эффективности оптимизации режимов СД с постоянными магнитами

Как видно, наиболее близким к режиму минимальных потерь в области номинальной нагрузки ($m = 1$) является режим минимального

тока якоря (кривая 2). Заметим также, что традиционно используемый в регулируемых электроприводах режим при отсутствии продольной реакции якоря не является оптимальным с точки зрения показателя энергетической эффективности. Область нагрузок, для которой этот режим близок к оптимальному по минимуму потерь режиму, характеризуется в данном примере условием $0,1 m_6 < m < 0,9 m_6$.

7.6. Пример оценки режимов двигателя по перегрузочной способности

Наиболее полное использование АД по перегрузочной способности при ограничении напряжения и тока статора обеспечивается при экстремальном управлении моментом [80, 81, 123]. В случае применения других законов управления появляются в пределах максимально-достижимой области состояний двигателя, определяемой в системе координат «момент — скорость», подобласти, характеризующие недоиспользование АД по перегрузочной способности (рис. 7.7).

Так, в режиме минимального тока статора (рис. 7.7, а) недоиспользованной является подобласть, обозначенная $\Omega_{u_{\text{огр}}}$. Она возникает вследствие ограничения напряжения статора. В режиме постоянства полного потока, сцепленного с обмоткой ротора (рис. 7.7, б), имеют место две подобласти. Подобласть $\Omega_{i_{\text{огр}}}$ является следствием ограничения тока, а подобласть $\Omega_{u_{\text{огр}}}$ — напряжения статора. В общем случае размеры $\Omega_{i_{\text{огр}}}$ и $\Omega_{u_{\text{огр}}}$ зависят от закона частотного управления и значений $i_{\text{согр}}$ и $u_{\text{согр}}$. Граничные характеристики, приведенные на рис. 7.7, соответствуют ограничениям $i_{\text{согр}} = 2i_{\text{сб}}$ и $u_{\text{согр}} = u_{\text{сб}}$.

Область состояний АД в системе координат «момент — скорость» можно расширить, используя способ регулирования скорости ослаблением полного потокосцепления обмотки статора (ψ_s), либо полного потокосцепления обмотки ротора (ψ_r), либо главного потокосцепления (ψ_m) при постоянстве соответствующих ЭДС (e_s, e_r либо e_m), индуцируемых этими магнитными потоками. На рис. 7.8 приведены граничные характеристики АД при двухзонном частотном регулировании скорости с ограничениями $i_{\text{согр}} = 2i_{\text{сб}}$ и $u_{\text{согр}} = u_{\text{сб}}$.

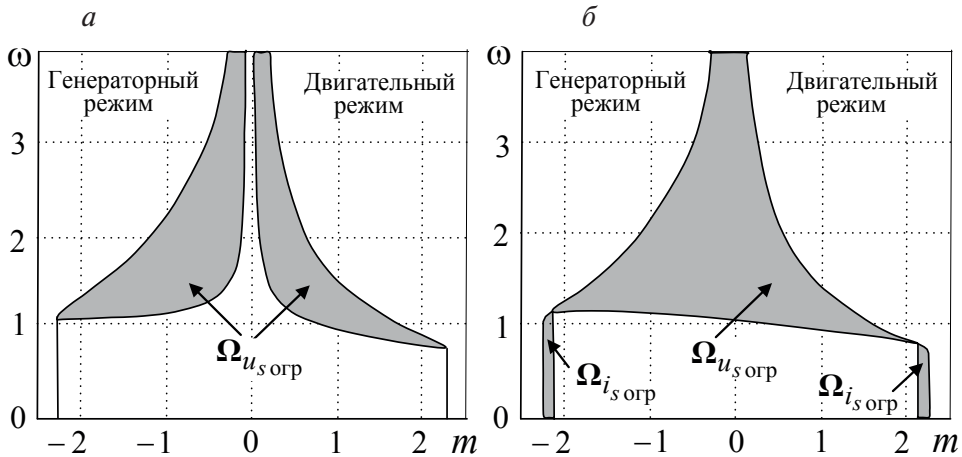


Рис. 7.7. Граничные характеристики АД ($P_{\text{ном}} = 7,5$ кВт) при управлениях по минимуму тока статора (*а*) и постоянстве потокосцепления ротора (*б*)

В первой зоне реализуется режим работы двигателя при постоянстве полного потока $\psi_r = \psi_{r0} = \text{const}$. Во второй зоне регулирование скорости осуществляется при условии $e_r = e_{r\text{гр}} = \text{const}$ и ослаблении потокосцепления ψ_r .

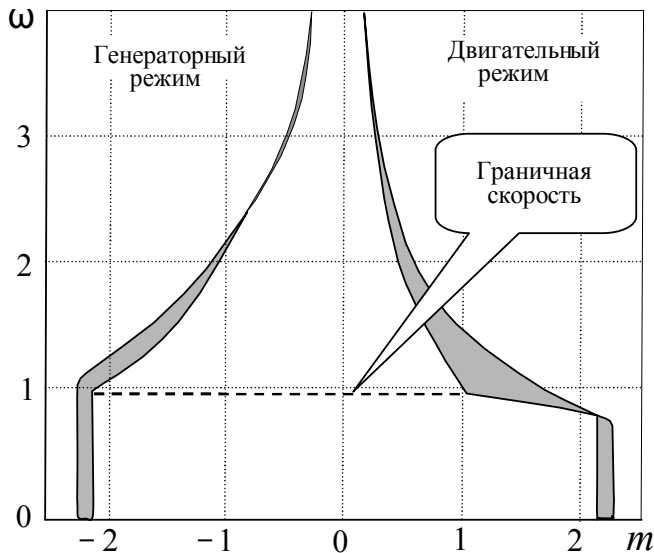


Рис. 7.8. К сравнению граничных характеристик АД при экстремальном управлении моментом и двухзонном регулировании скорости

При оценке эффективности режимов по перегрузочной способности в соответствии с принятой методикой функция соответствия имеет вид:

$$\tilde{m}(\omega) = \left| \frac{m(\omega) - m^0(\omega)}{m^0(\omega)} \right|, \quad (7.11)$$

где $m(\omega)$ — значение предельно достижимого электромагнитного момента при заданных ограничениях напряжения и тока статора двигателя в режиме, эффективность которого оценивается; $m^0(\omega)$ — экстремальное значение электромагнитного момента при тех же ограничениях на напряжение и ток статора.

Функция (7.11) при изменении скорости может принимать значения от 0 до 1. При значении $\tilde{m}(\omega) = 0$ исследуемый режим равносильен режиму двигателя при экстремальном управлении моментом. Значение $\tilde{m}(\omega) = 1$ свидетельствует об отсутствии возможности воспринимать нагрузку двигателем при заданных ограничениях на напряжение и ток статора.

На рис. 7.9 приведены графики функции $\tilde{m}(\omega)$ для режимов: 1 — постоянства полного потока, сцепленного с обмоткой ротора; 2 — минимального тока статора; 3 — двухзонного частотного регулирования скорости при $\psi_r = \text{const}$ в первой зоне и $e_r = \text{const}$ — во второй). Расчеты выполнены для двигателя мощностью $P_{\text{ном}} = 7,5$ кВт при ограничениях $u_{\text{согр}} = u_{\text{сб}}$ и $i_{\text{согр}} = 2i_{\text{сб}}$.

В режиме минимального тока статора (кривая 2) при наличии запаса по напряжению и ограничению тока статора обеспечивается такая же перегрузочная способность АД, что и при экстремальном управлении моментом (участок кривой, где $\tilde{m}(\omega) = 0$). При дальнейшем увеличении скорости эффективность режима минимального тока снижается, что обусловлено ограничением напряжения статора.

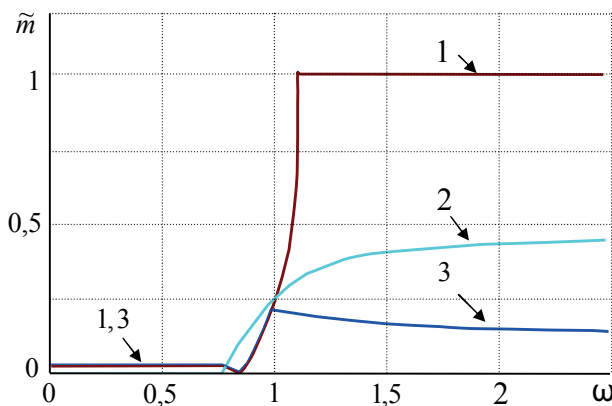


Рис. 7.9. К оценке эффективности режимов по перегрузочной способности АД при ограничении напряжения и тока статора

В режиме постоянства потока, сцепленного с обмоткой ротора (кривая 1), перегрузочная способность АД при ограничении тока статора несколько снижена по сравнению с перегрузочной способностью двигателя при минимизации тока статора. Однако она остается достаточно высокой при наличии запаса по напряжению, идущего на компенсацию падений напряжения на полном сопротивлении обмотки статора и на индуктивном сопротивлении рассеяния обмотки ротора. При ограничении тока и напряжения статора эффективность режима постоянства потока, сцепленного с обмоткой ротора, по перегрузочной способности резко снижается ($\tilde{m}(\omega)$ стремится к единице). Характер поведения кривой 3 подтверждает эффективность двухзонного частотного регулирования скорости при ограничении напряжения и тока статора.

7.7. Влияние оптимизации режимов двигателей на энергетические показатели преобразователей частоты

Энергетические показатели вентильных преобразователей подразделяются на энергетические показатели качества электромагнитных процессов и энергетические показатели качества использования отдельных элементов [39].

К показателям качества электромагнитных процессов относят коэффициенты преобразования по напряжению и току, коэффициенты искажения тока и напряжения, коэффициент гармоник тока, коэффициент сдвига тока относительно напряжения по первой гармонике, коэффициент мощности, коэффициент полезного действия, энергетический коэффициент полезного действия и коэффициент пульсаций для цепей постоянного тока. Для сравнения энергетических показателей качества использования элементов (трансформаторов, реакторов, конденсаторов в цепях переменного и постоянного тока и др.) принимают их установленные (типовые) мощности и удельные показатели). Они необходимы при выполнении всесторонней оценки принятого схемного решения на стадии проектирования преобразователя.

Для преобразователя частоты как элемента силовой части регулируемого электропривода важными являются показатели, характеризующие эффективность преобразования энергии, потребляемой от ис-

точника питания в процессе функционирования электропривода. К их числу можно отнести токи, полную, активную и реактивную мощности на входных зажимах преобразователя при заданных условиях технологической задачи для электропривода. Показателями эффективности и экономичности преобразования энергии являются мощность потерь в элементах, входной коэффициент мощности и коэффициент полезного действия преобразователя. Анализ зависимости этих показателей от ранее рассмотренных режимов двигателей представляет интерес с точки зрения повышения энергоэффективности регулируемого электропривода.

Вентильные преобразователи частоты являются нелинейными дискретными устройствами, формирующими на выходах напряжения и токи несинусоидальной формы. Дискретный характер работы полупроводниковых ключей выпрямителей вносит искажения в напряжения и токи источника питания. Учет этих и других факторов, связанных с нелинейными дискретными свойствами вентильных преобразователей при анализе энергетических характеристик, требует привлечения сложных математических моделей преобразователей и средств вычислительной техники. При выявлении характера зависимостей энергетических показателей преобразователей от режимов двигателей могут использоваться более простые эквивалентные непрерывные модели. Метод построения этих моделей, как было показано в главе 4, основан на выделении из полных переменных полезных (несущих основную энергетическую нагрузку) составляющих путем непрерывной аппроксимации коммутационных функций выпрямителей и инверторов. Эти модели описывают процессы преобразователей с точностью до влияния высших гармоник (модуляционной составляющей), потерь в полупроводниковых ключах, магнитных и диэлектрических потерь в элементах фильтров. Пренебрежение этими факторами вполне приемлемо при анализе тока (i), полной (s), активной (p) и реактивной (q) мощностей, а также коэффициента сдвига (χ) на входных зажимах преобразователя частоты (далее сетевых энергетических характеристик), так как современные полупроводниковые преобразователи с ШИМ обладают высоким коэффициентом полезного действия (0,96–0,98). Применительно к имитирующим моделям преобразователей частоты, схемы которых приведены в главе 4, сетевые энергетические характеристики могут быть описаны следующими выражениями:

$$i = (\mathbf{I} \bullet \mathbf{I})^{1/2} ;$$

$$p = \zeta_N \mathbf{U} \bullet \mathbf{I} ;$$

$$q = \zeta_N \mathbf{U} \bullet \mathbf{B} \mathbf{I} ;$$

$$s = \zeta_N [(\mathbf{U} \bullet \mathbf{U})(\mathbf{I} \bullet \mathbf{I})]^{1/2} ;$$

$$\chi = \frac{p}{s} = \frac{\mathbf{U} \bullet \mathbf{I}}{[(\mathbf{U} \bullet \mathbf{U})(\mathbf{I} \bullet \mathbf{I})]^{1/2}} ,$$

где \mathbf{U} и \mathbf{I} — изображающие векторы напряжений и токов на входных зажимах преобразователя; « \bullet » — символ скалярного произведения векторов.

Учет высших гармоник, потерь в полупроводниковых ключах, магнитных и диэлектрических потерь в моделях преобразователей частоты с ШИМ необходим при определении потерь в отдельных элементах, суммарных потерь и коэффициента полезного действия преобразователя. В этом случае используется более точное описание энергетических характеристик преобразователей [28].

Ниже рассматривается влияние режимов двигателей на сетевые энергетические характеристики различных типов преобразователей частоты.

7.7.1. Энергетические характеристики ДПЧ по схеме «НВ — АИН»

Рассмотрим уравнения установившегося режима преобразователя частоты, схема которого приведена на рис. 4.10, а. Математическая модель такого преобразователя представлена уравнениями (4.27)–(4.37). Приняв оператор дифференцирования $p = 0$ и скорость вращения системы координат $\omega_{kl} = \omega_c$, где ω_c — угловая частота напряжения сети, будем иметь следующую систему уравнений:

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}_B + \mathbf{R}_{kp} \mathbf{I} + \omega_c \mathbf{B} \mathbf{L}_{kp} \mathbf{I} ;$$

$$u_d = \frac{3}{2} \Phi_B \bullet \mathbf{U}_B ;$$

$$\mathbf{I} = i_d \Phi_B ;$$

$$u_{\text{и}} = u_d - r_d i_d ;$$

$$i_c = 0; \quad (7.12)$$

$$i_d = i_{\text{и}};$$

$$U_j = u_{\text{и}} \Phi_{\text{ин}};$$

$$\Phi_{\text{ин}} = \Phi_{\text{ин}}(U^*);$$

$$i_{\text{и}} = \frac{3}{2} \Phi_{\text{ин}} \bullet I_j.$$

Уравнения (7.12) позволяют найти для ДПЧ по схеме «НВ–АИН» сетевые энергетические характеристики в виде функций выходного тока выпрямителя (i_d):

$$p = \zeta_N k_{\text{в.т}} i_d [u^2 - (\omega_c I_{\text{кр}})^2 k_{\text{в.т}}^2 i_d^2]^{1/2}; \quad (7.13)$$

$$q = \zeta_N \omega_c I_{\text{кр}} k_{\text{в.т}}^2 i_d^2; \quad (7.14)$$

$$s = \zeta_N k_{\text{в.т}} i_d u; \quad (7.15)$$

$$\chi = \frac{[u^2 - (\omega_c I_{\text{кр}})^2 k_{\text{в.т}}^2 i_d^2]^{1/2}}{u}; \quad (7.16)$$

$$i = \sqrt{i_x^2 + i_y^2} = k_{\text{в.т}} i_d, \quad (7.17)$$

где $k_{\text{в.т}}$ – коэффициент преобразования выпрямителя по току, $k_{\text{в.т}} = 2\sqrt{3} / \pi$; u – модуль вектора сетевых напряжений, $u = \sqrt{u_x^2 + u_y^2}$.

В то же время выходной ток выпрямителя является функцией активной мощности, потребляемой двигателем от преобразователя:

$$i_d = \left[\frac{k_{\text{в.т}}^2 u^2 - 2r_{\text{э}} p_j - \sqrt{(k_{\text{в.т}}^2 u^2 - 2r_{\text{э}} p_j)^2 - 4p_j^2 z_{\text{э}}^2}}{2z_{\text{э}}^2} \right]^{1/2}, \quad (7.18)$$

где p_j – активная мощность на зажимах обмоток статора ($j = s$) или ротора ($j = r$); $r_{\text{э}}$ – эквивалентное активное сопротивление, $r_{\text{э}} = k_{\text{в.т}}^2 r_{\text{кр}} + \frac{2}{3} r_d$; $z_{\text{э}}$ – эквивалентное полное сопротивление,

$$z_{\text{э}} = \sqrt{k_{\text{в.т}}^4 (\omega_c I_{\text{кр}})^2 + r_{\text{э}}^2}.$$

Анализ (7.13)–(7.18) показывает, что при варьировании управляющими воздействиями электромеханической модели двигателя сетевые

энергетические характеристики ДПЧ по схеме «НВ — АИН» имеют явно выраженные экстремумы. Причем значения управляющих воздействий, доставляющие экстремумы энергетических характеристик, совпадают со значениями управляющих воздействий при минимуме активной мощности, потребляемой двигателем от преобразователя. В то же время при фиксированной скорости и моменте минимальное значение активной мощности двигателя обеспечивается при минимизации потерь. Поэтому режим минимальных потерь двигателя оптимизирует сетевые энергетические характеристики ДПЧ по схеме «НВ — АИН». Выпрямленный ток i_d , модуль вектора сетевых токов i , активная p , реактивная q и полная s мощности принимают минимальные, а коэффициент сдвига χ — максимальные значения.

На рис. 7.10 представлены результаты расчета экстремальных характеристик асинхронного электропривода для случая номинальной нагрузки $m = m_6$ при двух значениях скорости: $\omega = \omega_6$ (сплошные линии) и $\omega = 0$ (штриховые линии).

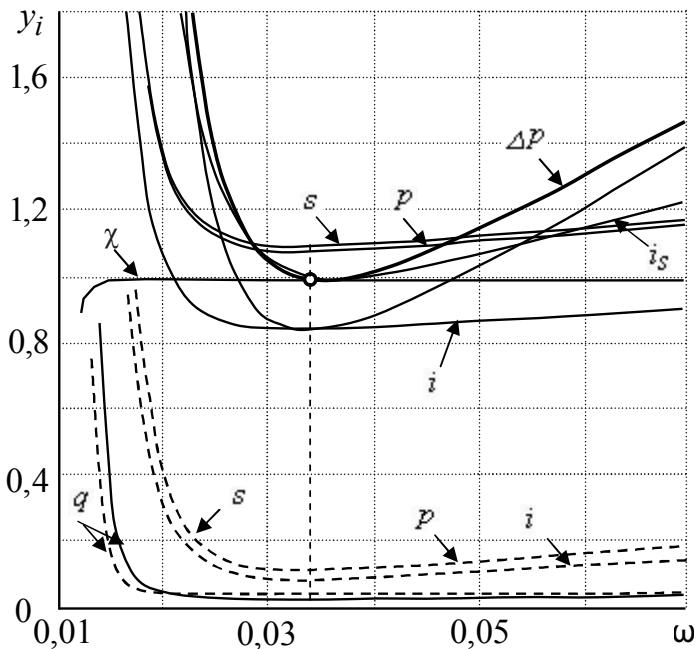


Рис. 7.10. Характеристики асинхронного электропривода с ДПЧ по схеме «НВ — АИН»

Приведенные графики подтверждают наличие экстремумов сетевых энергетических характеристик. Видно, что в режиме минимальных потерь двигателя потребляемые из сети ток, активная, реактивная и полная мощности имеют минимальные значения.

7.7.2. Энергетические характеристики ДПЧ по схеме «АВН — АИН»

Схема преобразователя приведена на рис. 4.11, а. Уравнения установившегося режима этого типа преобразователя частоты имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{U} &= \mathbf{U}_B + \mathbf{R}_{\text{вф}} \mathbf{I} + \omega_c \mathbf{B} \mathbf{L}_{\text{вф}} \mathbf{I} ; \\ \mathbf{U}_B &= u_d \Phi_{\text{авн}} ; \\ \Phi_{\text{авн}} &= \Phi_{\text{авн}} (\mathbf{U}_B^*) ; \\ i_d &= \frac{3}{2} \Phi_{\text{авн}} \bullet \mathbf{I} ; \\ i_c &= 0 ; \\ i_d &= i_{\text{и}} ; \\ \mathbf{U}_j &= u_{\text{и}} \Phi_{\text{ин}} ; \\ \Phi_{\text{ин}} &= \Phi_{\text{ин}} (\mathbf{U}_j^*) ; \\ i_{\text{и}} &= \frac{3}{2} \Phi_{\text{ин}} \bullet \mathbf{I}_j . \end{aligned} \tag{7.19}$$

Из уравнений (7.19) получим модель сетевых энергетических характеристик вида

$$p = \zeta_N u i \cos \varphi ; \tag{7.20}$$

$$q = \zeta_N u i \sin \varphi ; \tag{7.21}$$

$$s = \zeta_N u i ; \tag{7.22}$$

$$\chi = \cos \varphi ; \tag{7.23}$$

$$i = \frac{u \cos \varphi \mp \sqrt{(u \cos \varphi)^2 - 4 r_{\text{вф}} p_j}}{2 r_{\text{вф}}} , \tag{7.24}$$

где φ — угол между входным током активного выпрямителя и напряжением сети.

Сравнение энергетических моделей (7.12) и (7.19) показывает, что активный выпрямитель напряжения в составе ДПЧ придает электроприводу как объекту управления новые свойства. В этом случае появляется дополнительная степень свободы, которую можно использовать для управления энергетическими режимами преобразователя. Независимой переменной здесь может служить угол φ между входным током активного выпрямителя и сетевым напряжением. Например, задав угол $\varphi = 0$, получим единичный коэффициент сдвига как в выпрямительном, так и в инверторном режимах [37]. При фиксированном значении φ режим минимальных потерь двигателя обеспечивает минимальное потребление тока, полной, активной и реактивной мощностей на входных зажимах преобразователя частоты.

7.7.3. Энергетические характеристики ДПЧ по схеме «УВ — АИТ»

Схема преобразователя приведена на рис. 4.10, б. Уравнения установившегося режима данного типа преобразователя частоты получаем из эквивалентной непрерывной модели (4.49)–(4.59):

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}_B + \mathbf{R}_{кр} \mathbf{I} + \omega_c \mathbf{B} \mathbf{L}_{кр} \mathbf{I} ; \quad (7.25)$$

$$u_d = \frac{3}{2} \Phi_B \bullet \mathbf{U}_B ; \quad (7.26)$$

$$\mathbf{I} = i_d \Phi_B ; \quad (7.27)$$

$$\Phi_B = \Phi_B [\alpha(u_y)] ; \quad (7.28)$$

$$u_{и} = u_d - r_d i_d ; \quad (7.29)$$

$$\mathbf{I}_{и} = i_d \Phi_{ит} ; \quad (7.30)$$

$$\Phi_{ит} = \Phi_{ит} (\mathbf{I}_{и}^*) ; \quad (7.31)$$

$$u_{и} = \frac{3}{2} \Phi_{ит} \bullet \mathbf{U}_j ; \quad (7.32)$$

$$\mathbf{I}_{и} - \mathbf{I}_j = \omega_j \mathbf{B} \mathbf{C}_{фв} \mathbf{U}_j . \quad (7.33)$$

Путем преобразования (7.25)– (7.33) находим для анализа следующий вариант модели сетевых энергетических характеристик:

$$p = p_j + \zeta_N (r_{\text{кр}} k_{\text{вт}}^2 + \frac{2}{3} r_d) i_d^2; \quad (7.34)$$

$$q = \{(\zeta_N k_{\text{вт}} u i_d)^2 - [p_j + \zeta_N (r_{\text{кр}} k_{\text{вт}}^2 + \frac{2}{3} r_d) i_d^2]^2\}^{1/2}; \quad (7.35)$$

$$s = \zeta_N k_{\text{вт}} u i_d; \quad (7.36)$$

$$\chi = \frac{p_j + (r_{\text{кр}} k_{\text{вт}}^2 + \frac{2}{3} r_d) i_d^2}{k_{\text{вт}} u i_d}; \quad (7.37)$$

$$i = k_{\text{вт}} i_d. \quad (7.38)$$

Особенность модели (7.34)–(7.38) состоит в том, что энергетические характеристики представляют собой функции двух переменных — активной мощности p_j и выходного тока выпрямителя i_d . Причем ток i_d может рассматриваться в качестве независимой переменной при соблюдении условия:

$$i_d \in \Omega_{i_d} : \{i_d | (\zeta_N k_{\text{вт}} u i_d)^2 - [p_{j\text{max}} + \zeta_N (r_{\text{кр}} k_{\text{вт}}^2 + \frac{2}{3} r_d) i_d^2]^2 \geq 0\},$$

где $p_{j\text{max}}$ — максимальная активная мощность, потребляемая от АИТ при регулировании скорости и изменении момента нагрузки в заданных условиями технологической задачи диапазонах. В этом случае при фиксированном значении тока i_d режим минимальных потерь двигателя оптимизирует энергетические характеристики (7.34)–(7.38). Однако с точки зрения повышения энергетических характеристик преобразователя с АИТ ток i_d целесообразно регулировать с помощью управляемого выпрямителя по мере изменения нагрузки. В идеальном случае амплитуда полезной составляющей $i_{\text{и}}$ на выходе АИТ связана с гарантированным граничным значением входного тока i_d соотношением [115]:

$$i_d = k_{\text{ит}} i_{\text{и}}, \quad (7.39)$$

где $k_{\text{ит}}$ — коэффициент, зависящий от режима работы ключей АИТ,

$k_{\text{ит}} = \frac{2}{\sqrt{3}}$ — для АИТ с двухсторонней симметричной ШИМ, а $k_{\text{ит}} = 1$ —

для АИТ с модифицированной ШИМ. В свою очередь амплитуда полезной составляющей выходного тока инвертора

$$i_{и} = (\mathbf{I}_{и} \bullet \mathbf{I}_{и})^{0,5}. \quad (7.40)$$

При подстановке в (7.39) выражения (7.40) и учета баланса токов,

$$\mathbf{I}_{и} = \omega_j \mathbf{B} \mathbf{C}_{фв} \mathbf{U}_j + \mathbf{I}_j,$$

получим закон регулирования входного тока инвертора:

$$i_d = k_{ит} [i_s^2 - 2c_{фв} \omega_j q_s + (c_{фв} \omega_j u_s)^2]^{0,5}. \quad (7.41)$$

При сопоставительном анализе сетевых энергетических характеристик преобразователей «УВ — АИТ» и «НВ — АИН» выявляются их общее и отличительные свойства. При фиксированных значениях скорости и момента двигателя и варьировании управляющими воздействиями экстремальный характер энергетических показателей преобразователя с АИТ при питании от УВ сохраняется (рис. 7.11). Однако условия, при которых они обеспечиваются, не совпадают с условиями минимизации потерь двигателя, как это было при фиксированном значении тока i_d , а также для преобразователя с АИН.

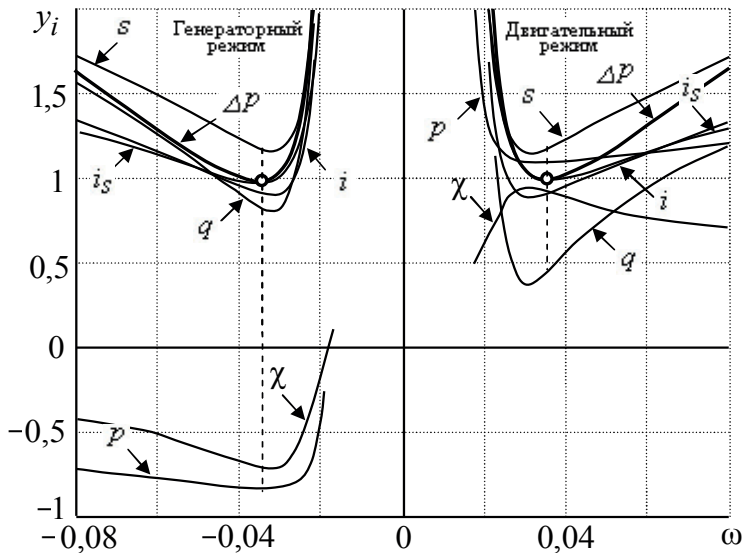


Рис. 7.11. Характеристики асинхронного электропривода с ДПЧ по схеме «УВ — АИН» для случая $m = \pm m_6$, $\omega = \omega_6$

Для преобразователя с АИТ при регулировании тока i_d по закону (7.41) зависимость энергетических показателей от режимов двигате-

ля имеет в общем случае более сложный характер. В области низких скоростей независимо от величины момента двигателя сетевые энергетические характеристики преобразователя с АИТ оптимизируются в режиме минимума тока. По мере увеличения скорости экстремумы сетевых энергетических характеристик смещаются относительно минимума тока, потребляемого со стороны двигателя. При высоких скоростях и незначительных нагрузках на валу двигателя оптимальный режим преобразователя близок к режиму минимизации потерь двигателя.

Важно также заметить, что использование УВ для регулирования тока i_d приводит к снижению коэффициента сдвига и увеличению потребления реактивной мощности преобразователем в сравнении с вариантом исполнения ДПЧ по схеме «НВ — АИН».

7.7.4. Энергетические характеристики ДПЧ по схеме «АВТ — АИТ»

Схема преобразователя приведена на рис. 4.11, б. Установка вместо УВ активного выпрямителя тока позволяет регулировать коэффициент сдвига независимо от режима оптимизации, скорости и момента двигателя.

Уравнения установившегося режима преобразователя частоты находятся из общих уравнений динамики эквивалентной непрерывной модели и имеют в векторно-матричной форме следующий вид:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{U} &= \mathbf{U}_B + \mathbf{R}_{\text{вф}} \mathbf{I} + \omega_c \mathbf{B} \mathbf{L}_{\text{вф}} \mathbf{I} ; \\
 \mathbf{I}_{\text{ф}} &= \omega_c \mathbf{B} \mathbf{C}_{\text{вф}} \mathbf{U}_B ; \\
 \mathbf{I}_{\text{ф}} &= \mathbf{I} - \mathbf{I}_B ; \\
 \Phi_{\text{авт}} &= \Phi_{\text{авт}} (\mathbf{I}_B^*) ; \\
 u_8 &= u_d - r_d i_d ; \\
 \mathbf{I}_{\text{и}} &= i_d \Phi_{\text{ит}} ; \\
 \Phi_{\text{ит}} &= \Phi_{\text{ит}} (\mathbf{I}_{\text{и}}^*) ; \\
 u_{\text{и}} &= \frac{3}{2} \Phi_{\text{ит}} \bullet \mathbf{U}_j ; \\
 \mathbf{I}_{\text{и}} - \mathbf{I}_j &= \omega_j \mathbf{B} \mathbf{C}_{\text{фв}} \mathbf{U}_j .
 \end{aligned}
 \tag{7.42}$$

После преобразований (7.42) получим следующие выражения сетевых энергетических характеристик преобразователя по схеме «АВТ — АИТ»:

$$p = \zeta_N u i \cos \varphi ;$$

$$q = \zeta_N u i \sin \varphi ;$$

$$s = \zeta_N u i ;$$

$$\chi = \cos \varphi ;$$

$$i = \frac{u \cos \varphi \mp \sqrt{(u \cos \varphi)^2 - 4 r_{\text{вф}} \left(p_j + \frac{2}{3} r_d i_d^2 \right)}}{2 r_{\text{вф}}} .$$

В формуле тока i знак «—» определяет ток в двигательном режиме, а «+» — в генераторном.

Сопоставление моделей сетевых энергетических характеристик преобразователей с УВ и АВТ свидетельствует о том, что АВТ позволяет регулировать не только ток i_d , но и коэффициент сдвига. За счет этого, как и в случае применения ДПЧ с АВН, можно обеспечить более выгодный режим электропривода по сетевым энергетическим характеристикам. При фиксированных значениях тока i_d и угла сдвига φ сохраняются экстремальные свойства сетевых энергетических характеристик при варьировании управляющих воздействий двигателя. Аналогично режим минимальных потерь оптимизирует энергетические характеристики преобразователя. Ток, полная, активная и реактивная мощности на входных зажимах преобразователя принимают в этом случае минимальные значения. Рациональный выбор величины угла сдвига φ и регулирование тока i_d по закону (7.41) позволяют получить дополнительный энергетический эффект. Так, при задании $\varphi = 0$ будем иметь:

$$s = p = \zeta_N u i ; \quad q = 0 ; \quad \chi = 1 ;$$

$$i = \frac{u - \sqrt{u^2 - 4 r_{\text{вф}} \left(p_j + \frac{2}{3} r_d i_d^2 \right)}}{2 r_{\text{вф}}} ,$$

где ток i_d задается в соответствии с (7.41).

На рис. 7.12 представлены результаты расчета сетевых характеристик асинхронного электропривода с ДПЧ по схеме «АВТ — АИТ» для случая $m = \pm m_0$, $\varphi = \varphi_0$ при варьировании абсолютного скольжения.

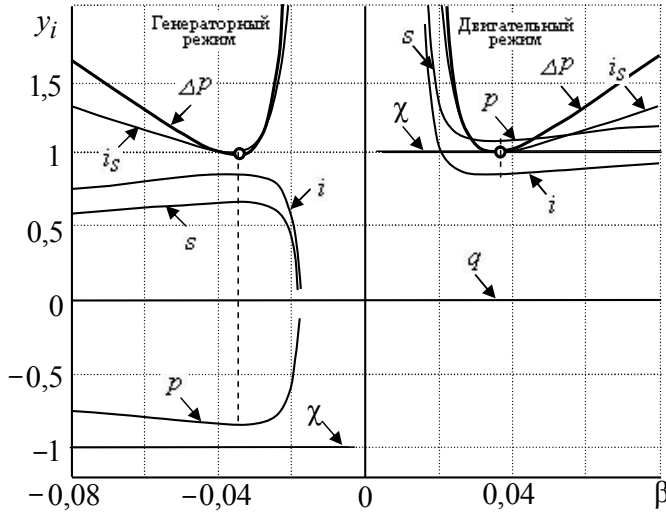


Рис. 7.12. Характеристики асинхронного электропривода с ДПЧ по схеме «АВТ — АИТ»

Приведенные графики подтверждают вывод о возможности оптимизации сетевых характеристик i , p и s при обеспечении $q = 0$ и $\chi = 1$.

7.7.5. Энергетические характеристики ДНПЧ по схеме «АВТ — АИН»

Схема преобразователя приведена на рис. 4.12. Уравнения установившегося режима двухзвенного непосредственного преобразователя частоты получаем из (4.74)–(4.82) при подстановке $p = 0$ и $\omega_{kl} = \omega_c$:

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}_B + \mathbf{R}_{вф} \mathbf{I} + \omega_c \mathbf{B} \mathbf{L}_{вф} \mathbf{I} ;$$

$$\mathbf{I}_\Phi = \omega_c \mathbf{B} \mathbf{C}_{вф} \mathbf{U}_B ;$$

$$\mathbf{I}_\Phi = \mathbf{I} - \mathbf{I}_B ;$$

$$\Phi_{авт} = \Phi_{авт}(\mathbf{I}_B^*) ; \quad (7.43)$$

$$\mathbf{I}_B = i_d \Phi_{авт} ;$$

$$\mathbf{U}_j = u_d \Phi_{ин} ;$$

$$\Phi_{\text{ин}} = \Phi_{\text{ин}}(U_j^*);$$

$$i_d = \frac{3}{2} \Phi_{\text{ин}} \bullet \mathbf{I}_j.$$

После преобразований (7.43) будем иметь следующие итоговые выражения сетевых энергетических характеристик:

$$p = \zeta_N u i \cos \varphi; \quad (7.44)$$

$$q = \zeta_N u i \sin \varphi; \quad (7.45)$$

$$s = \zeta_N u i; \quad (7.46)$$

$$\chi = \cos \varphi; \quad (7.47)$$

$$i = \frac{u \cos \varphi \mp \sqrt{(u \cos \varphi)^2 - 4r_{\text{вф}} p_j}}{2r_{\text{вф}}}. \quad (7.48)$$

Как видно, модель сетевых энергетических характеристик (7.44)–(7.48) идентична модели (7.20)–(7.24) преобразователя частоты по схеме «АВН — АИН». Следовательно, эти два типа преобразователей частоты при описании процессов эквивалентными непрерывными моделями обладают одинаковыми энергетическими показателями. В частности, при значении $\varphi = 0$

$$p = s = u i; \quad q_s = 0; \quad \chi = 1;$$

$$i = \frac{u \mp \sqrt{u^2 - 4r_{\text{вф}} p_j}}{2r_{\text{вф}}}.$$

При этом минимизация потерь двигателя обеспечивает наивыгоднейший режим потребления тока, полной и активной мощности на входных зажимах преобразователя.

Резюме главы 7

На практике в качестве энергетически эффективного режима в большинстве случаев принимается режим минимальных потерь (максимального КПД). Численные примеры показывают преимущество оп-

тимизации режима двигателя по минимуму потерь при переменном потоке и целесообразность его применения в регулируемых электроприводах в тех случаях, когда момент нагрузки и скорость двигателя по условиям технологии изменяются в широких пределах.

Применяемые на практике известные режимы близки к оптимальному по минимуму потерь режиму двигателя в сравнительно ограниченных диапазонах изменения момента статической нагрузки и скорости двигателя. Описанная методика оценки энергетической эффективности дает возможность в каждом конкретном случае выбрать компромиссное решение, сочетающее энергетическую эффективность и простоту реализации.

Оптимизация режима работы двигателя по энергетическому показателю оказывает влияние на сетевые характеристики преобразователей частоты. Так, минимизация потерь двигателя обеспечивает выгодный режим потребления тока, полной и активной мощности на входных зажимах двухзвенных преобразователей частоты по схемам «АВН — АИН» и «АВТ — АИН».

Наличие в составе силовой части электропровода активных выпрямителей позволяет дополнительно влиять на сетевые характеристики преобразователей частоты. Например, можно обеспечить единичный коэффициент мощности на входных зажимах преобразователя, не снижая энергетические показатели двигателя.

ЧАСТЬ IV

Реализация энергоэффективных режимов в регулируемых электроприводах

Существующие методы реализации энергоэффективных режимов регулируемых электроприводов основаны на принципах разомкнутых, замкнутых и комбинированных экстремальных систем.

При использовании принципа разомкнутых экстремальных систем закон оптимального управления задается аналитической либо табличной функцией, рассчитанной для конкретного двигателя. Принцип замкнутых экстремальных систем предполагает использование поисковых алгоритмов минимизации показателя качества в реальном времени. Комбинированный принцип экстремальных систем сочетает в себе принципы разомкнутых и замкнутых экстремальных систем с целью попытки обойти недостатки первых двух принципов.

В этой части учебного пособия рассматриваются вопросы реализации энергоэффективных режимов регулируемых электроприводов по схеме разомкнутых экстремальных систем. Несмотря на недостаток, выражающийся в необходимости точного знания параметров двигателя для расчета закона оптимального управления, этот принцип обеспечивает высокую надежность и быстродействие электропривода.

Глава 8. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ФАЗНЫМ РОТОРОМ ПРИ ДВУХСТОРОННЕМ УПРАВЛЕНИИ

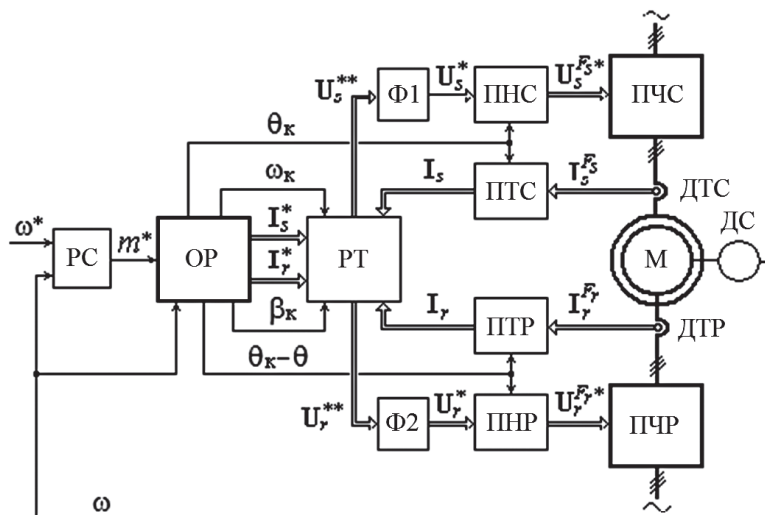
Эта глава посвящена описанию оптимизированных электроприводов с асинхронным двигателем с фазным ротором. Рассматриваются принципы построения, структуры и алгоритмы оптимизаторов режимов для систем управления электроприводов с подчиненным регулированием координат. Приводятся результаты математического моделирования переходных процессов оптимизированного электропривода. Дается сравнительная оценка энергетической эффективности режимов.

8.1. Структуры оптимизированных электроприводов

Системы управления оптимизированных электроприводов с АД с фазным ротором, построенных по принципам подчиненного регулирования, могут иметь в качестве внутренней систему автоматического регулирования (САР) токов либо САР потокосцеплений.

На рис. 8.1 приведена функциональная схема САУ оптимизированного электропривода с САР токов [74]. Электрическая машина (М) с фазным ротором получает питание от двух преобразователей частоты (ПЧС и ПЧР). Система управления электропривода построена по принципам подчиненного регулирования. В состав ее входят комбинированная многомерная САР преобразованных токов статора и ротора, разомкнутая САР электромагнитного момента и замкнутая САР скорости. Каждая САР имеет индивидуальный регулятор: тока (РТ), электромагнитного момента (РМ) и скорости (РС). Текущая информация о состоянии электропривода поступает с датчиков фазных токов статора (ДТС), ротора (ДТР) и датчика скорости (ДС).

а



б

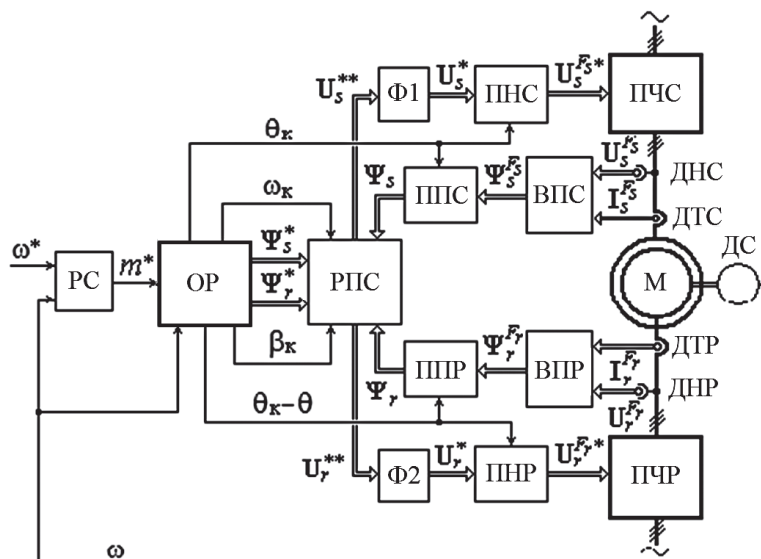


Рис. 8.1. Схемы оптимизированных электроприводов с САР токов (а) и потоков (б)

Энергетическая эффективность электропривода обеспечивается введением в систему управления оптимизатора режимов (ОР), согласующего задания (I_s^* и I_r^*) для САР преобразованных токов (I_s и I_r) с заданием электромагнитного момента (m^*) так, чтобы в процессе управления моментом машины получить энергосберегающий (в смыс-

ле выбранного критерия) режим работы электропривода. Для отработки I_s^* и I_r^* с заданной статической и динамической точностью регулирование токов ведется в ориентированной прямоугольной системе координат. Необходимые функции прямого и обратного преобразования переменных выполняются преобразователями токов (ПТС и ПТР) и заданий напряжений на зажимах обмоток (ПНС и ПНР). Для ограничения полосы пропускания и защиты САР токов от влияния высокочастотных помех предусматриваются многомерные фильтры ($\Phi 1$ и $\Phi 2$).

Функциональная схема оптимизированного электропривода с внутренней САР преобразованных потокосцеплений обмоток статора и ротора [74] изображена на рис. 8.1, б. В нем оптимизатор режимов формирует задания (Ψ_s^* и Ψ_r^*) для подчиненной ему САР преобразованных потокосцеплений (Ψ_s и Ψ_r). Сигналы обратных связей для регулятора потокосцеплений (РПС) поступают с вычислителей потокосцеплений (ВПС и ВПР).

Вычисление потокосцеплений осуществляется по фазным токам и напряжениям обмоток, которые снимаются с соответствующих датчиков (ДТС и ДТР, ДНС и ДНР). Функцию прямого преобразования переменных в САР выполняют преобразователи потокосцеплений статора (ППС) и ротора (ППР).

8.2. Оптимизаторы режимов асинхронного двигателя с фазным ротором

Оптимизаторы режимов при переменном потоке. Возможны два подхода к построению оптимизатора режимов. При первом подходе в оптимизаторе режимов выделяются два явно выраженных звена: регулятор электромагнитного момента, формирующий задания для подчиненной ему внутренней системы регулирования токов либо потокосцеплений, и функциональный преобразователь, с помощью которого реализуются законы оптимального управления. Второй подход основан на объединении функций регулятора электромагнитного момента и функционального преобразователя в одном звене. Рассмотрим структуры оптимизаторов при каждом из этих подходов.

При первом подходе оптимизатор режимов электропривода с САР преобразованных токов (рис. 8.1, а) описывается следующими уравнениями [74]:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{I}_{s,r}^* &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s^* \\ \mathbf{I}_r^* \end{bmatrix} = \mathbf{R}_m^{\mathbf{I}}(m^*, \Psi_m^*); \\
 \theta_k &= \frac{1}{T_6} \int \omega_k dt; \\
 \theta_k - \theta &= \frac{1}{T_6} \int \beta_k dt; \\
 \Psi_m^* &= \Psi_m^o + \Delta \Psi_m; \\
 \omega_k &= \beta_k + \omega; \\
 \beta_k &= \beta^o;
 \end{aligned} \tag{8.1}$$

$$\mathbf{V}^o = (\beta^o, \Psi_m^o) = \mathbf{V}^o(m^*, \omega),$$

где \mathbf{I}_s^* и \mathbf{I}_r^* — векторы преобразованных токов обмоток статора и ротора; $\mathbf{R}_m^{\mathbf{I}}$ — оператор регулятора момента (алгоритм регулятора момента приведен в п. 8.3); m^* — задание на электромагнитный момент; Ψ_m^* — вектор преобразованных главных потокоцеплений; θ_k , ω_k и β_k — угол поворота, скорость и абсолютное скольжение системы координат; θ и ω — угол поворота и скорость ротора; T_6 — временная константа; $\mathbf{V}^o(m^*, \omega)$ — вектор-функция, описывающая оптимальные законы управления вектором главных потокоцеплений и абсолютным скольжением; $\Delta \Psi_m$ — вектор поисковых сигналов. Структурная схема оптимизатора режимов, соответствующая уравнениям (8.1), приведена на рис. 8.2.

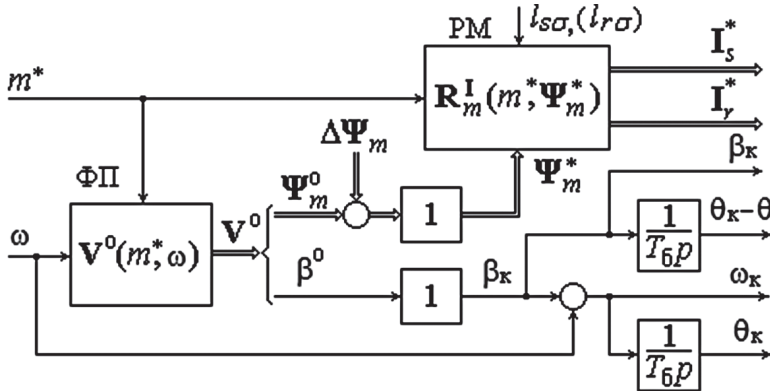


Рис. 8.2. Структурная схема ОР электропривода с САР токов

В оптимизаторе режимов электропривода с САР преобразованных потокосцеплений (рис. 8.1, б) регулятор момента формирует задания для САР потокосцеплений. В этом случае уравнения оптимизатора режимов принимают следующий вид [74]:

$$\begin{aligned}\Psi_{s,r}^* &= \begin{bmatrix} \Psi_s^* \\ \Psi_r^* \end{bmatrix} = \mathbf{R}_m^\Psi(m^*, \Psi_m^*); \\ \theta_k &= \frac{1}{T_6} \int \omega_k dt; \\ \theta_k - \theta &= \frac{1}{T_6} \int \beta_k dt; \\ \Psi_m^* &= \Psi_m^o + \Delta \Psi_m; \\ \omega_k &= \beta_k + \omega; \\ \beta_k &= \beta^o; \\ \mathbf{V}^o &= (\beta^o, \Psi_m^o) = \mathbf{V}^o(m^*, \omega),\end{aligned}\tag{8.2}$$

где Ψ_s^* и Ψ_r^* — векторы преобразованных потокосцеплений статора и ротора; \mathbf{R}_m^Ψ — оператор регулятора момента (алгоритм регулятора момента приведен в п. 8.3). Структурная схема оптимизатора режимов изображена на рис. 8.3.

Напомним, что в уравнениях (8.1) и (8.2) оптимальный закон управления $\mathbf{V}^o(m^*, \omega)$ имеет своими компонентами функции $\beta^o(m^*, \omega)$, $\psi_m^o(m^*, \omega)$ и $\psi_{\psi_m}^o(m^*, \omega)$.

Оптимизаторы режимов, построенные на основе явно выраженных регулятора электромагнитного момента и функционального преобразователя, обладают универсальностью — возможностью учета динамических свойств регулятора электромагнитного момента, введения поисковых сигналов $\Delta \Psi_m$ и коррекции параметров РМ при наличии алгоритма идентификации параметров АД с фазным ротором. Для реализации закона управления требуется минимальное число таблично задаваемых функций, представляющих собственно решение задачи оптимизации.

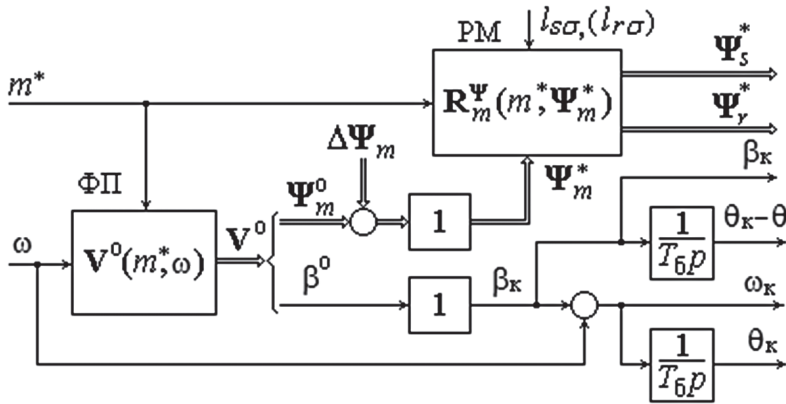


Рис. 8.3. Структурная схема ОР электропривода с САР потокосцеплений

Вместе с тем имеются объективные факторы, ограничивающие область применения рассмотренных структур оптимизаторов режимов. При $m^* = 0$ управление $\Psi_m^0(m^*, \omega)$ принимает значение, равное нулю, а управление $\Psi_m^0(m^*, \omega)$ в этой же точке претерпевает разрыв. В случае $\Psi_m^0(m^*, \omega) = 0$ нарушается работа регулятора момента при вычислении составляющей Ψ_{sx}^* (либо Ψ_{rx}^*) и в целом всей системы. Наличие разрыва в управлении $\Psi_m^0(m^*, \omega)$ вызывает колебательные процессы в режиме идеального холостого хода электропривода. Недостатком является также высокая чувствительность к заданию управления $\Psi_m^0(m^*, \omega)$.

В связи с перечисленными выше недостатками может оказаться более предпочтительным второй подход к построению оптимизатора режимов, когда функции регулятора электромагнитного момента и функционального преобразователя выполняет одно звено с формированием заданий для внутренних систем автоматического регулирования в виде зависимостей составляющих векторов токов либо потокосцеплений обмоток статора и ротора от m^* и ω :

$$I_j^* = I_j^0 = I_j^0(m^*, \omega), \quad j = s, r; \quad (8.3)$$

$$\Psi_j^* = \Psi_j^0 = \Psi_j^0(m^*, \omega), \quad j = s, r. \quad (8.4)$$

Для задания (8.4) целесообразно использовать системы координат, ориентированные по результирующему вектору потокосцеплений статора или результирующему вектору потокосцеплений ротора, так как в этих случаях одна из четырех составляющих равна нулю. Недостатком же этого подхода является потеря универсальности. В частности,

отсутствие возможности оперативной коррекции зависимостей (8.3) и (8.4) при изменении параметров машины, так как при реализации они задаются табличными функциями.

Оптимизаторы режимов АД с фазным ротором при постоянном потоке.

Законы оптимального управления при $\psi_m = \text{const}$ значительно проще в реализации, так как они, в отличие от законов при переменном потоке, задаваемых таблично, описываются аналитическими выражениями. Здесь исключаются проблемы, связанные с неопределенностью в вычислительных процедурах оптимизатора в режиме идеального холостого хода двигателя. В алгоритмах оптимизатора режимов при условии $|m^*| > 0$ используется ранее рассмотренная схема расчета задающих воздействий, базирующаяся на аналитическом описании оператора регулятора момента. Если же $m^* = 0$, то задания для САР потокосцеплений (токов) принимаются равными значениям их пределов при $\psi_m^0 \rightarrow 0$. Для случая формирования составляющих векторов токов алгоритм оптимизатора режимом представлен на рис. 8.4. Развернутые выражения векторов токов при $m^* = 0$ сведены в табл. 8.1. Аналитические выражения различных законов оптимального управления при постоянстве потока АД с фазным ротором для системы управления электропривода, синтезированной в системе координат, ориентированной по вектору потокосцеплений статора, приведены в табл. 8.2.

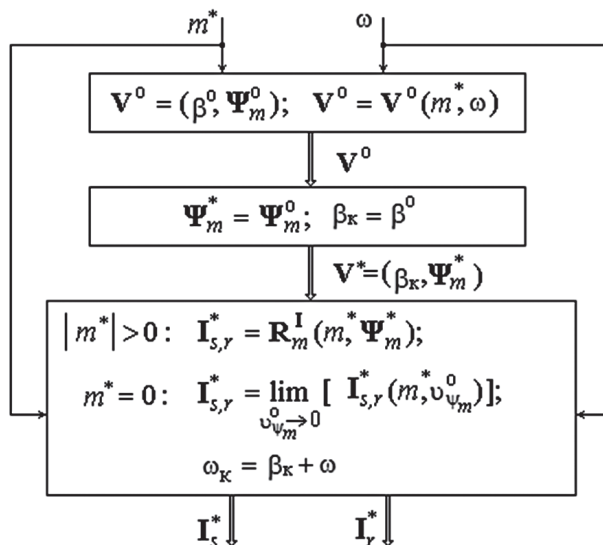


Рис. 8.4. Алгоритм оптимизатора режимов электропривода с системой регулирования токов

Таблица 8.1

Пределы функций $\mathbf{I}_{s,r}^*(m^*, v_{\psi_m}^0)$ при $v_{\psi_m}^0 \rightarrow 0$

Режим управления	$\mathbf{I}_{s,r}^* _{m^*=0} = \lim_{v_{\psi_m}^0 \rightarrow 0} [\mathbf{I}_{s,r}^*(m^*, v_{\psi_m}^0)]$
$\Delta p \rightarrow \min$ при $\psi_m^* = \text{const}$	$i_{sx}^* = -\frac{r_r}{l_m} \frac{1}{r_s + k_s^{-1} r_r} \psi_m^*; \quad i_{sy}^* = i_{sz}^* = 0;$ $i_{rx}^* = \frac{1}{l_m} \left(1 + \frac{r_r}{r_s + k_s^{-1} r_r} \right) \psi_m^*; \quad i_{ry}^* = i_{rz}^* = 0$
$i_s \rightarrow \min$ при $\psi_m^* = \text{const}$	$i_{sx}^* = 0; \quad i_{sy}^* = 0; \quad i_{sz}^* = 0;$ $i_{rx}^* = l_m^{-1} \psi_m^*; \quad i_{ry}^* = 0;$
$i_r \rightarrow \min$ при $\psi_m^* = \text{const}$	$i_{sx}^* = l_m^{-1} \psi_m^*; \quad i_{sy}^* = 0; \quad i_{sz}^* = 0;$ $i_{rx}^* = 0; \quad i_{ry}^* = 0; \quad i_{rz}^* = 0$

Таблица 8.2

Законы оптимального управления при постоянстве потока

Режим управления	$\mathbf{V}^0 = \mathbf{V}^0(m^*, \omega)$
$\Delta p \rightarrow \min$ при $\psi_m^* = \text{const}$	$v_{\psi_m}^0 = -\arctg \left(l_{s\sigma} \zeta N \frac{r_s + r_r}{r_s + k_s^{-1} r_r} \frac{m^*}{(\psi_m^*)^2} \right); \quad \beta^0 = -k\omega$
$i_s \rightarrow \min$ при $\psi_m^* = \text{const}$	$v_{\psi_m}^0 = -\arctg \left(l_{s\sigma} \zeta N \frac{m^*}{(\psi_m^*)^2} \right); \quad \beta^0 = -k\omega$
$i_r \rightarrow \min$ при $\psi_m^* = \text{const}$	$v_{\psi_m}^0 = -\arctg \left(l_{s\sigma} k_s \zeta N \frac{m^*}{(\psi_m^*)^2} \right); \quad \beta^0 = -k\omega$

Как видно из табл. 8.1 и 8.2, для реализации законов оптимального управления при постоянстве потока необходимы сведения о параметрах электрической машины и коэффициенте k , определяющем линейную связь между оптимальным скольжением β^0 и скоростью ω двигателя.

Параметры электрической машины могут быть определены расчетным путем, экспериментально или предусмотренной для этой цели процедурой идентификации. Относительно коэффициента k в технической литературе [18, 34, 108] приводятся сведения, что его величина должна быть равна 0,5. Вместе с тем можно показать, что в общем случае $k \neq 0,5$.

На рис. 8.5 приведены рассчитанные для двигателя мощностью 1000 кВт зависимости $\psi_m^0(m)$ при законах управления по минимуму потерь (сплошная линия 1), току статора (штриховая линия 2) и току ротора (штрихпунктирная линия 3) при постоянстве главного потока.

Приведенные графики показывают, что при этих законах управления в области нагрузок $|m| < 3$ аргумент вектора главных потокосцеплений изменяется практически линейно от электромагнитного момента, а различие законов наблюдается лишь при значительных перегрузках двигателя.

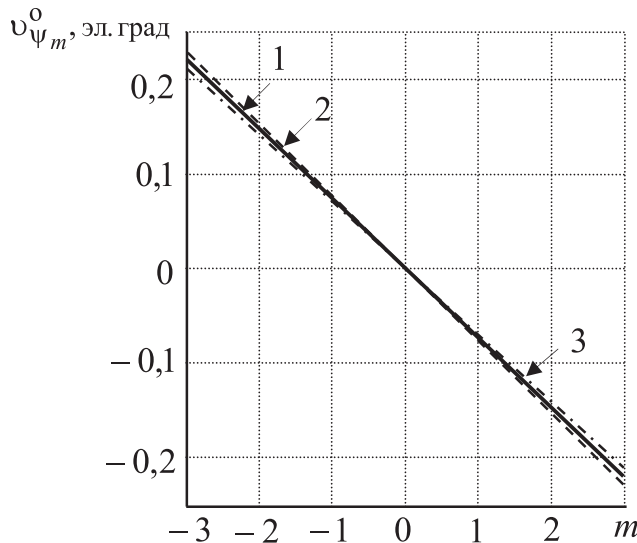


Рис. 8.5. Зависимости ψ_m^0 от электромагнитного момента

8.3. Математическое моделирование динамических и энергетических процессов оптимизированного электропривода

Структурная схема модели системы управления оптимизированного электропривода с асинхронным двигателем с фазным ротором представлена на рис. 8.6. Здесь введены следующие обозначения: \mathcal{M} , Φ , \mathcal{R}_i ,

F_{opt} , Φ , и R_ω — динамические операторы моделей силовой части (ПЧ — АД), многомерного фильтра (Φ), регулятора токов (РТ), оптимизатора режимов (ОР), одномерного фильтра (ОФ) и регулятора скорости (РС).

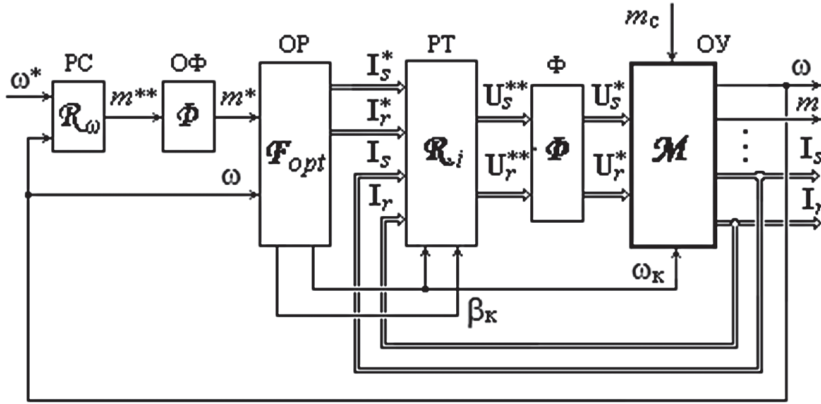


Рис. 8.6. Структурная схема модели САУ электропривода с АД с фазным ротором

Приведенная модель соответствует функциональной схеме электропривода, изображенной на рис. 8.1, а.

Силовая часть. При допущении линейности характеристик преобразователей частоты оператор M модели силовой части описывается уравнениями:

$$\begin{aligned}
 U_s &= K_{пчс} U_s^*; \\
 U_r &= K_{пчр} U_r^*; \\
 U_s &= T_6 p \Psi_s + \omega_k B \Psi_s + R_s I_s; \\
 U_r &= T_6 p \Psi_r + (\omega_k - \omega) B \Psi_r + R_r I_r; \\
 \Psi_s &= \Psi_m + L_{s\sigma} I_s; \\
 \Psi_r &= \Psi_m + L_{r\sigma} I_r; \\
 \Psi_m &= F_m I_m; \\
 I_m &= C(I_s + I_r); \\
 m &= \zeta_N B \Psi_m \bullet I_s; \quad m - m_c = T_j p \omega,
 \end{aligned} \tag{8.5}$$

где $K_{пчс}$ и $K_{пчр}$ — диагональные матрицы коэффициентов усиления идеализированных преобразователей частоты.

Уравнения (8.5) являются основой для синтеза регуляторов САР токов, момента и скорости, который осуществляется по методике, разработанной для многосвязных нелинейных систем управления с подчиненным регулированием координат [19, 23, 118].

Регулятор токов. Процедура синтеза регулятора преобразованных токов не зависит от выбора опорного вектора, по которому ориентируется система координат Ox_{yz} . Следуя источнику [19], при наличии на выходе РТ многомерного фильтра Φ получим следующие уравнения регулятора токов:

$$\begin{aligned} T_i p \mathbf{I}_j^* &= (\mathbf{I}_j^* - \mathbf{I}_j), & j = s, r; \\ \mathbf{I}_m^* &= \mathbf{C}(\mathbf{I}_{sR}^* + \mathbf{I}_{rR}^*); \\ \Psi_m^* &= \mathbf{F}_m \mathbf{I}_m^*; \\ \Psi_j^* &= \Psi_m^* + \mathbf{L}_{j\sigma} \mathbf{I}_{jR}^*, & j = s, r; \\ \mathbf{U}_s^{**} &= T_6 p \Psi_s^* + \omega_k \mathbf{B} \Psi_s^* + \mathbf{R}_s \mathbf{I}_{sR}^*; \\ \mathbf{U}_r^{**} &= T_6 p \Psi_r^* + \beta_k \mathbf{B} \Psi_r^* + \mathbf{R}_r \mathbf{I}_{rR}^*; \\ \mathbf{T}_{j\mu} p \mathbf{U}_j^* + \mathbf{U}_j^* &= \mathbf{U}_j^{**}, & j = s, r, \end{aligned} \quad (8.6)$$

где T_i — постоянная интегрирования регулятора; \mathbf{I}_j^* и \mathbf{I}_j — векторы заданных и фактических преобразованных токов статора ($j = s$) и ротора ($j = r$), $\mathbf{I}_j^* = [i_{jx}^* \ i_{jy}^* \ i_{jz}^*]^T$, $\mathbf{I}_j = [i_{jx} \ i_{jy} \ i_{jz}]^T$; \mathbf{U}_j^* — векторы управляющих воздействий силовых источников, $\mathbf{U}_j^* = [u_{jx}^* \ u_{jy}^* \ u_{jz}^*]^T$, $j = s, r$; $\mathbf{T}_{j\mu}$ — диагональная матрица некомпенсируемых постоянных времени по каналам регулирования преобразованных токов статора и ротора, $\mathbf{T}_{j\mu} = \text{diag}[T_{jx} \ T_{jy} \ T_{jz}]$. В дальнейшем принимается $T_{jx} = T_{jy} = T_{jz} = T_\mu$; ω_k и β_k — угловые скорости вращения системы координат относительно статора и ротора.

Регулятор токов, выполненный в соответствии с уравнениями (8.6), в структурном отношении имеет многомерный фильтр, элемент с обратным оператором звена токов модели силовой части электропривода и многомерное интегрирующее звено. Благодаря этому регулятор токов позволяет решать следующие основные задачи: подавление высокочастотных помех, компенсация влияния многомерного нелинейного

звена тока объекта регулирования, обеспечение астатизма САР токов по управляющим воздействиям и оптимизация динамических характеристик (времени переходного процесса, перерегулирования и др.).

Структурная схема регулятора токов с многомерными фильтрами по каналам управляющих воздействий преобразователей частоты U_s^* и U_r^* приведена на рис. 8.7.

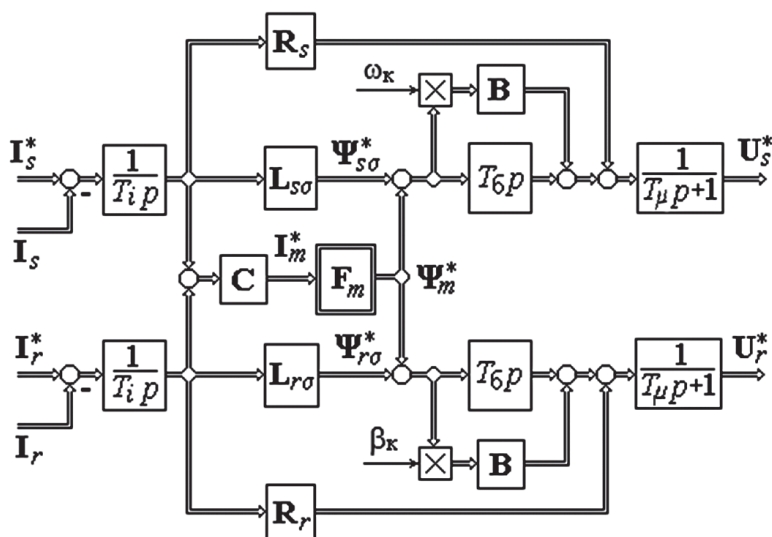


Рис. 8.7. Структурная схема регулятора токов

Так, при выборе соответствующей величины постоянной времени T_μ такой регулятор обеспечивает при настройке контуров токов на модульный оптимум переходные процессы, близкие к типовым процессам систем подчиненного регулирования [84].

Регулятор электромагнитного момента при двухзвенном оптимизаторе режимов. Структура и параметры регулятора момента зависит от выбора состава регулируемых переменных подчиненной ему внутренней САР. При этом возможны варианты представления оператора R_m^I в системе координат $Ox_{\mu z}$, ориентированной как по вектору $\vec{\Psi}_s$, так и по вектору $\vec{\Psi}_r$. Для электропривода с САР токов при ориентации системы координат $Ox_{\mu z}$ по вектору $\vec{\Psi}_s$ оператору R_m^I соответствует обращенная модель звена электромагнитного момента:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{I}_m^* &= \mathbf{F}_m^{-1} \Psi_m^* ; \\
 \Psi_s^* &= [-l_{s\sigma} \zeta_N^{-1} m^* / \Psi_{my}^* \quad 0 \quad 0]^T ; \\
 \mathbf{I}_s^* &= \mathbf{L}_{s\sigma}^{-1} (\Psi_s^* - \Psi_m^*) ; \\
 \mathbf{I}_r^* &= \mathbf{I}_m^* - \mathbf{I}_s^* ,
 \end{aligned} \tag{8.7}$$

где \mathbf{I}_m^* — вектор преобразованных результирующих намагничивающих токов; \mathbf{F}_m — нелинейный оператор, описывающий при насыщении машины нелинейную связь между векторами Ψ_m^* и \mathbf{I}_m^* ; \mathbf{I}_s^* и \mathbf{I}_r^* — векторы преобразованных токов статора и ротора; $\mathbf{L}_{s\sigma}$ и $\mathbf{L}_{r\sigma}$ — матрицы индуктивностей рассеяния обмоток статора и ротора.

В ориентированной по вектору $\vec{\Psi}_r$ системе координат уравнения регулятора момента принимают вид:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{I}_m^* &= \mathbf{F}_m^{-1} \Psi_m^* ; \\
 \Psi_r^* &= [l_{r\sigma} \zeta_N^{-1} m^* / \Psi_{my}^* \quad 0 \quad 0]^T ; \\
 \mathbf{I}_r^* &= \mathbf{L}_{r\sigma}^{-1} (\Psi_r^* - \Psi_m^*) ; \\
 \mathbf{I}_s^* &= \mathbf{I}_m^* - \mathbf{I}_r^* .
 \end{aligned} \tag{8.8}$$

Регуляторы момента (8.7) и (8.8) за счет формирования заданий $\Psi_s^* = [\Psi_{sx}^* \quad 0 \quad 0]^T$ и $\Psi_r^* = [\Psi_{rx}^* \quad 0 \quad 0]^T$ ориентируют векторы потокосцеплений статора $\vec{\Psi}_s$ и ротора $\vec{\Psi}_r$ по оси Ox системы координат $Oxuz$. Скорость вращения ω_{Ψ_s} вектора $\vec{\Psi}_s$, а во втором случае — скорость вращения ω_{Ψ_r} вектора $\vec{\Psi}_r$ относительно статора определяют значение скорости вращения системы координат ω_k . Таким образом, на регулятор момента возлагается, кроме того, функция формирования скорости вращения системы координат $\omega_k = \omega_{\Psi_s}$ (либо $\omega_k = \omega_{\Psi_r}$) в виде суммы абсолютного скольжения вектора потокосцеплений статора $\beta_k = \beta_{\Psi_s}$ (либо ротора $\beta_k = \beta_{\Psi_r}$) и скорости двигателя ω .

Регулятор скорости. Для ограничения полосы пропускания САР скорости на выходе РС предусматривается одномерный фильтр, динамические свойства которого соответствуют уравнению фильтра нижних частот первого порядка:

$$T_m p m^* + m^* = m^{**} , \tag{8.9}$$

где T_m — постоянная времени; m^{**} и m^* — входной и выходной сигналы фильтра.

Регулятор скорости может быть пропорционального (П) или пропорционально-интегрального (ПИ) типа в зависимости от требований к электроприводу. Структура и параметры РС определяются по методике синтеза регуляторов систем подчиненного регулирования [121]. Пропорциональный регулятор скорости, используемый в однократных САР скорости, описывается уравнением

$$m^{**} = k_{pc}(\omega^* - \omega), \quad (8.10)$$

где k_{pc} — коэффициент усиления регулятора, $k_{pc} = T_j / T_\omega$; ω^* и ω — заданное и фактическое значения скорости; T_j и T_ω — временные константы. При настройке контура скорости на модульный оптимум $T_\omega = 2(T_m + 2T_\mu)$.

В двукратных САР скорости устанавливается ПИ-регулятор скорости. Со штатным апериодическим фильтром по заданию ПИ-регулятор скорости моделируется уравнениями:

$$\Delta\omega = (\omega^{**} - \omega);$$

$$T_{pc} p m^{**} = (k_{pc} T_{pc} p + 1) \Delta\omega; \quad (8.11)$$

$$2T_\omega p \omega^{**} + \omega^{**} = \omega^*, \quad (8.12)$$

где k_{pc} и T_{pc} — коэффициент усиления и постоянная времени регулятора скорости. При настройке контура на симметричный оптимум $k_{pc} = T_j / T_\omega$, $T_{pc} = 2T_\omega^2 / T_j$ и $T_\omega = 2(T_m + 2T_\mu)$.

Условия моделирования. При моделировании переходных процессов оптимизированного электропривода использовался АД с фазным ротором мощностью 1000 кВт при питании обмоток от двухзвенных преобразователей частоты с АИН. В принятой системе относительных единиц параметры АД имеют следующие значения: $r_s = r_r = 0,0116$; $l_{s\sigma} = l_{r\sigma} = 0,093$; $T_j = 0,6$ с; $T_\sigma = 0,0032$ с. Нелинейная характеристика намагничивания $i_m = f(\psi_m)$, учитывающая насыщение двигателя по главному магнитному пути, аппроксимирована степенным многочленом $i_m = a\psi_m + b\psi_m^n$, где $a = 0,2365$, $b = 0,03952$ и $n = 9$.

При расчете процессов были установлены следующие значения постоянных времени: $T_\mu = 0,001$ с, $T_i = 2T_\mu$ и $T_m = 0,004$ с. Оптимизация

режимов АД осуществлялась по минимуму суммарных потерь как при переменном, так и при постоянном магнитном потоке. Характеристики функционального преобразователя $\psi_m^o(m^*, \omega)$ и $v_{\psi_m}^o(m^*, \omega)$ оптимизатора режимов при переменном магнитном потоке (рис. 8.8) скорректированы в области малых нагрузок с целью устранения неопределенности и разрыва в точке идеального холостого хода [79].

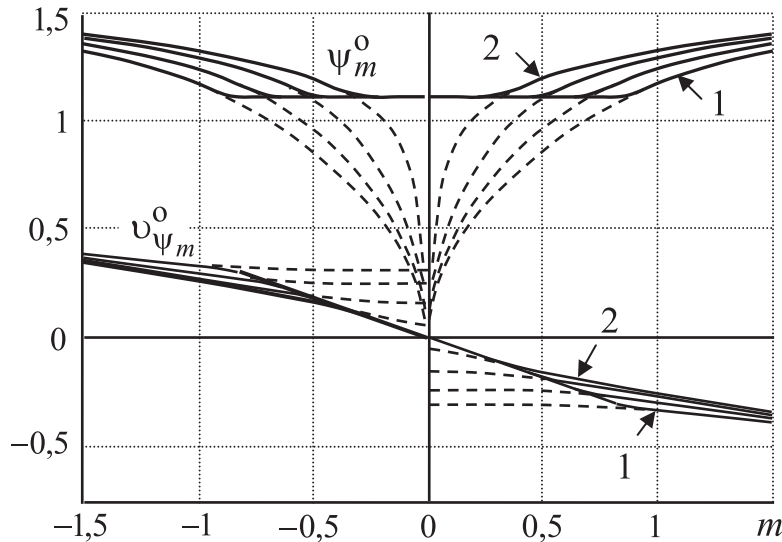


Рис. 8.8. Характеристики функционального преобразователя при оптимизации режима по минимуму потерь:
1 — при $\omega = 1$; 2 — при $\omega = 0$

При реализации этих характеристик использовалась двухмерная табличная интерполяция. Третий компонент вектора \mathbf{V}^o задавался по закону $\beta^o = -k\omega$, где k — коэффициент, полученный в результате решения задачи оптимизации, $k = 0,5$. Сигнал ω^* на входе САР скорости формировался задатчиком интенсивности.

Динамические процессы в оптимизированном электроприводе при переменном магнитном потоке. На рис. 8.9 приведены переходные процессы оптимизированного электропривода при разгоне двигателя с пропорциональным (а) и пропорционально-интегральным (б) регуляторами скорости [79]. Основные показатели переходных процессов по моменту и скорости представлены в табл. 8.3.

Таблица 8.3

Показатели качества переходных процессов

Тип РС	$t_{m\text{ п}},$ с	$t_m,$ с	$t_3,$ с	$\sigma_{m\text{ п}},$ %	$\sigma_m,$ %	$\Delta\omega_{\text{дин}},$ о. е.	$\Delta\omega_{\text{дин max}},$ о. е.
П-регулятор	$\frac{0,035}{0,03}$	$\frac{0,032}{0,03}$	$\frac{0,012}{0,012}$	$\frac{4,2}{8}$	$\frac{4,3}{8}$	$\frac{0,012}{0,012}$	$\frac{0,021}{0,021}$
ПИ-регулятор	$\frac{0,057}{0,054}$	$\frac{0,032}{0,03}$	$\frac{0,024}{0,024}$	$\frac{7,3}{6,2}$	$\frac{47}{54}$	$\frac{0,024}{0,024}$	$\frac{0,018}{0,019}$

Здесь приняты следующие обозначения: $t_{m\text{ п}}$ и t_m — время достижения первого максимума момента при пуске и набросе нагрузки; t_3 — время запаздывания; $\sigma_{m\text{ п}}$ и σ_m — перерегулирование момента при пуске и набросе нагрузки; $\Delta\omega_{\text{дин}}$ и $\Delta\omega_{\text{дин max}}$ — динамическая ошибка по скорости при пуске и набросе нагрузки. В знаменателе приведены типовые показатели при заданном быстродействии САР скорости.

Опишем некоторые особенности переходных процессов. На рис. 8.9, *a* и *б* представлены переходные процессы составляющих токов статора и ротора. Видно, что начальный этап формирования потока осуществляется за счет токов $i_{sx}(t)$ и $i_{rx}(t)$. После завершения переходного процесса устанавливаются заданные значения токов. В дальнейшем на начальном этапе разгона токи i_{sx} и i_{rx} начинают увеличиваться, достигая максимальных значений. Растут также токи i_{sy} и i_{ry} . Благодаря совместному действию токов магнитный поток на этом этапе быстро возрастает до максимальной величины (см. рис. 8.9). Далее по мере разгона двигателя составляющие токов i_{sx} и i_{rx} несколько снижаются, а токи i_{sy} и i_{ry} , наоборот, увеличиваются. В результате разгон двигателя осуществляется при практически постоянном динамическом моменте. Главный поток в этом случае уменьшается таким образом, чтобы снизить по мере увеличения скорости при разгоне магнитные потери. На заключительной стадии разгона токи статора и ротора, а также магнитный поток спадают до значений, соответствующих токам и скорости установившегося режима. В частности, токи i_{sy} и i_{ry} принимают значения, равные нулю. При набросе нагрузки токи i_{sx} и i_{rx} изменяются незначительно. Основная роль в формировании электромагнитного момента в пуско-тормозных режимах, набросе и сбросе нагрузки отводится токам i_{sy} и i_{ry} . Характерно то, что $i_{sy}(t)$ и $i_{ry}(t)$ в каждое мгновение времени практически равны по абсолютному значению и противоположны по знаку.

На рис. 8.9 представлены также процессы, характеризующие изменение во времени модулей векторов напряжений (u_s и u_r) и токов (i_s и i_r) обмоток статора и ротора. Видно, что при реализации режима минимальных потерь с коррекцией потока в области малых нагрузок отсутствуют форсировки напряжений обмоток статора и ротора. Напряжения плавно нарастают при разгоне и плавно снижаются при замедлении.

Процессы наброса и сброса нагрузки при тех же настройках регуляторов приведены на рис. 8.10. Процессы по моменту и скорости при набросе и сбросе нагрузки также близки к типовым процессам систем подчиненного регулирования электроприводов постоянного тока.

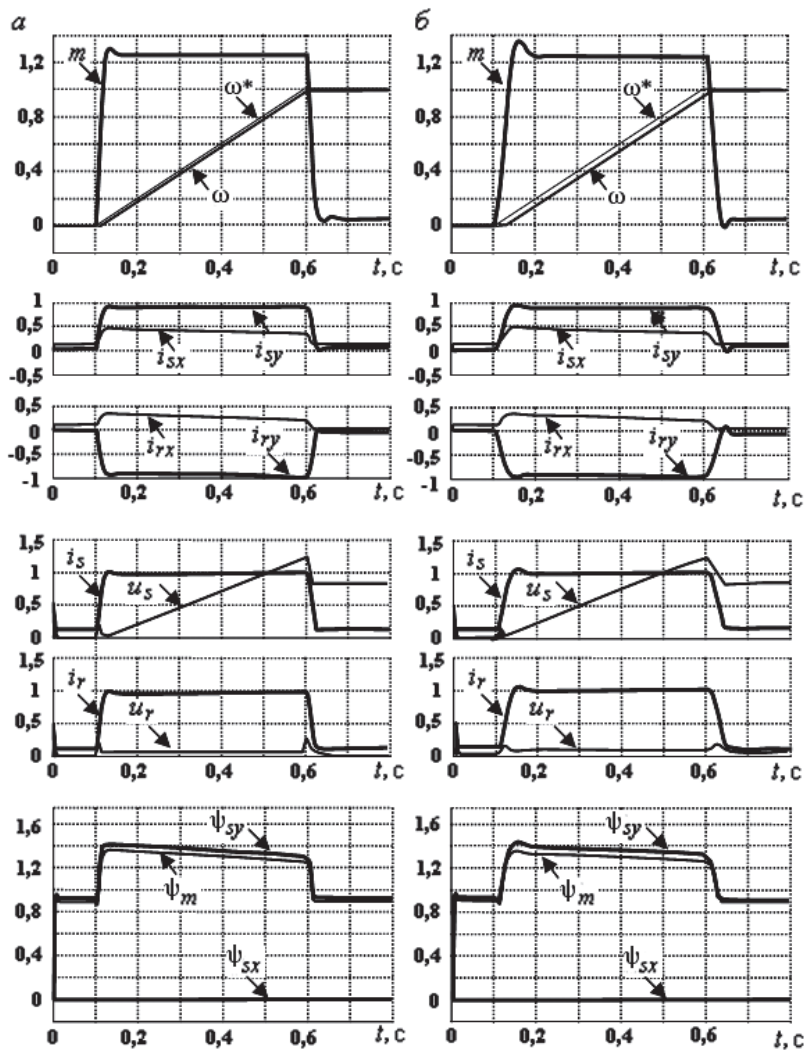


Рис. 8.9. Переходные процессы при разгоне электропривода

Как было отмечено раньше, ориентирующим элементом в САР электромагнитного момента является регулятор момента. Он задает положение результирующего вектора $\vec{\Psi}_s$ в системе координат $Ox\psi_z$ так, чтобы выполнялись условия ориентации — $\psi_{sx} = \psi_s$ и $\psi_{sy} = 0$. На рис. 8.9 и 8.10 приведены графики изменения во времени составляющей ψ_{sy} . Видно, что в установившихся режимах выполняется точная ориентация ($\psi_{sy} = 0$ — процесс совпадает с осевой линией). В то же время в переходных режимах наблюдается отклонение составляющей ψ_{sy} от заданного значения. Однако максимальное отклонение ψ_{sy} от номинального значения модуля ψ_s не превышает 2 %, что свидетельствует о хорошем качестве ориентации системы координат.

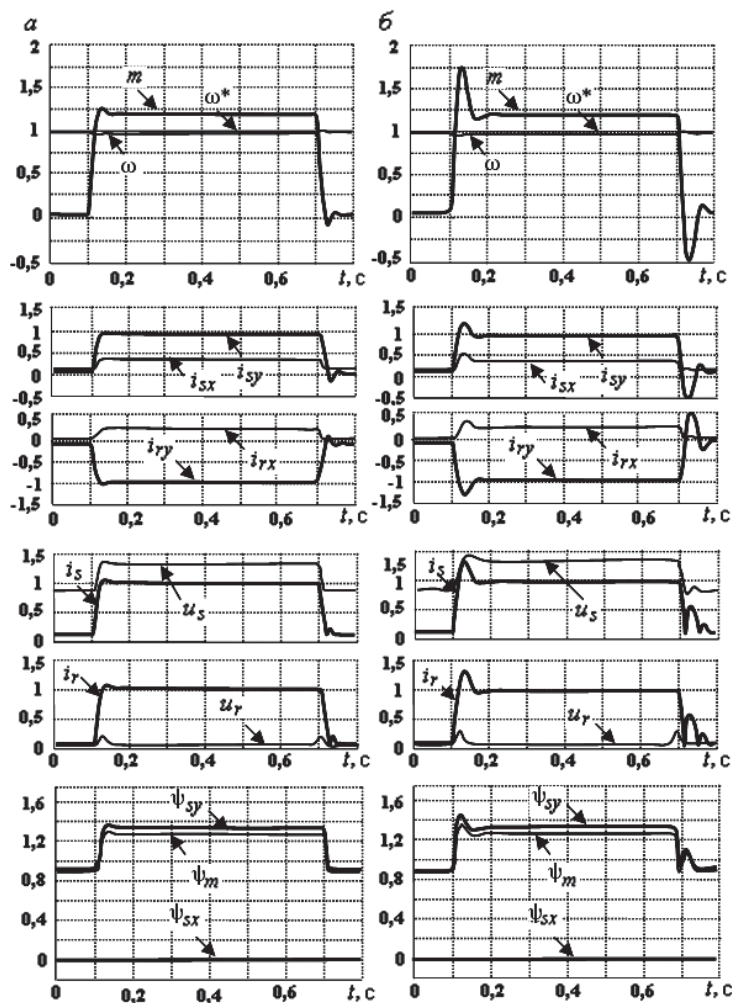


Рис. 8.10. Переходные процессы электропривода при набросе и сбросе нагрузки

Динамические процессы в оптимизированном электроприводе при постоянном магнитном потоке. Результаты моделирования переходных процессов электропривода, оптимизированного при постоянном магнитном потоке, состоят в следующем. При сохранении параметров регуляторов и условий моделирования, что сделано для корректности сравнения, переходные процессы по скорости и моменту близки к типовым процессам систем подчиненного регулирования. Для составляющих токов статора и ротора характерно то, что при разгоне двигателя они принимают не зависящие от задания на скорость постоянные значения. Как и раньше, основная роль в формировании электромагнитного момента в пуско-тормозных режимах, набросе и сбросе нагрузки отводится токам i_{sy} и i_{ry} . Модули векторов напряжений u_s и u_r плавно нарастают при разгоне и остаются практически постоянными при набросе и сбросе нагрузки. Режим разгона двигателя характеризуется постоянством токов i_s и i_r . При отсутствии нагрузки $i_s = i_{sx}$ и $i_r = |i_{rx}|$. Качество ориентации вектора $\vec{\Psi}_s$ в системе координат $Ox_{\Sigma}z_{\Sigma}$ характеризуется отклонением составляющей ψ_{sy} в переходных режимах от величины $\psi_s = \psi_{sном}$, не превышающим 0,01 %.

Минимизация тока статора при постоянном потоке обеспечивает в режиме идеального холостого хода отсутствие тока в обмотке статора, а управление по минимуму тока ротора — отсутствие тока в обмотке ротора. Особенности протекания процессов в этом случае состоят в том, что при управлении по минимуму тока статора на начальном этапе формирование потока осуществляется только за счет тока $i_{rx}(t)$. На начальном этапе разгона составляющая тока i_{sx} увеличивается, а i_{rx} , наоборот, уменьшается. Токи i_{sy} и i_{ry} также увеличиваются. Далее в переходном процессе по скорости все составляющие токов принимают постоянные значения до момента выхода скорости на установившееся значение. Процесс пуска заканчивается снижением токов i_{sx} , i_{sy} и i_{ry} до нуля и возрастанием тока i_{rx} до прежнего значения. Здесь также основная роль в формировании электромагнитного момента в пуско-тормозных режимах, набросе и сбросе нагрузки отводится токам i_{sy} и i_{ry} . При реализации режима минимума тока статора при постоянстве главного потока отсутствуют форсировки напряжений на обмотках статора и ротора. Напряжения плавно нарастают при разгоне и плавно снижаются при замедлении. Процессы наброса и сброса нагрузки близки к типовым процессам систем подчиненного регулирования электроприводов постоянного тока (табл. 8.3).

В заключение заметим, что при управлении по минимуму тока статора при постоянстве потока результирующие векторы главных потокоцеплений и токов статора ортогональны.

Энергетические характеристики электропривода с асинхронным двигателем с фазным ротором. Для оценки энергетической эффективности оптимизированных электроприводов введем меру недоиспользования ресурса оптимизации:

$$\Delta \tilde{w} = \frac{\Delta w - \Delta w_{\Delta p = \min}}{\Delta w_{\Delta p = \min}}, \quad (8.13)$$

где Δw — потери энергии в электроприводе при законе управления, энергетическая эффективность которого исследуется; $\Delta w_{\Delta p = \min}$ — потери энергии при оптимизации режимов двигателя по минимуму потерь при переменном потоке.

В выражении (8.13) потери энергии

$$\Delta w = \int_0^{t_{п.п}} \Delta p(t) dt,$$

где $t_{п.п}$ — время переходного процесса; $\Delta p(t)$ — мгновенная мощность потерь.

Мгновенная мощность потерь

$$\Delta p(t) = \sum_i [\Delta p_{эл i}(t) + \Delta p_{магн i}(t)] + \Delta p_{доб}(t) + \Delta p_{мех}(t), \quad (i = s, r),$$

где $\Delta p_{эл s}$ и $\Delta p_{эл r}$ — электрические потери; $\Delta p_{магн s}$ и $\Delta p_{магн r}$ — магнитные потери; $\Delta p_{доб}(t)$ и $\Delta p_{мех}(t)$ — добавочные и механические потери.

В качестве примера для режима пуска электропривода от задатчика интенсивности, установленного на входе САР скорости, выполнена оценка недоиспользования ресурса оптимизации АД с фазным ротором при различных законах управления. На рис. 8.11 представлены зависимости $\Delta \tilde{w}(A)$, характеризующие влияние параметра задатчика интенсивности $A = d\omega^* / dt$ на энергетические затраты в режиме пуска при реализации в электроприводе различных законов управления: минимума тока ротора при постоянстве потока (кривая 1); минимума тока статора при постоянстве потока (кривая 2); минимума потерь при постоянстве потока (кривая 3); при постоянстве потокосцепления и ортогональности векторов потокосцеплений и токов обмотки ста-

тора (кривая 4). Приведенные кривые соответствуют условию пуска при отсутствии нагрузки на валу. Они дают возможность оценить недоиспользованный ресурс оптимизации режимов ОМПТ при постоянстве главного магнитного потока и традиционном законе управления

$$\psi_s^* = \psi_{s\text{ном}} \text{ при } \vec{\Psi}_s \perp \vec{I}_s \text{ [47].}$$

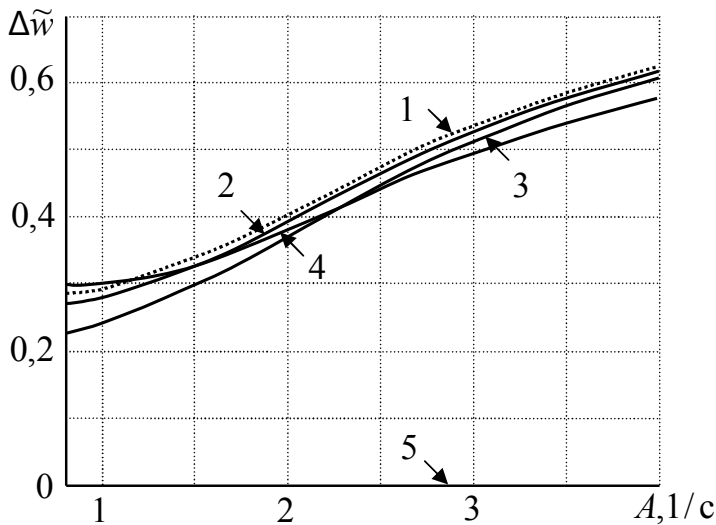


Рис. 8.11. К сравнению энергетической эффективности различных режимов

Например, при разгоне электропривода с заданным темпом $A = 1$ 1/с (время пуска 1 с) потери энергии при традиционном управлении на 30 % больше в сравнении с минимальными потерями энергии. Увеличение темпа задатчика интенсивности ведет к дальнейшему снижению энергетического эффекта. Так, при $A = 4$ 1/с (время пуска 0,25 с) потери энергии по отношению к минимальным потерям возросли на 58 %.

Таким образом, оптимизация режимов АД с фазным ротором по минимуму потерь при переменном магнитном потоке дает существенный энергетический эффект (зависимость 5, соответствующая $\Delta\tilde{w}(A) = 0$).

В заключение заметим, что переходные процессы в оптимизированных электроприводах как при переменном, так и при постоянном потоке протекают с потреблением от преобразователей реактивной мощности.

Резюме главы 8

Реализация энергоэффективных режимов на основе принципа разомкнутых экстремальных систем осуществляется с помощью оптимизатора режимов, характеристики которого рассчитываются по известным параметрам двигателя.

Возможны два подхода к построению оптимизатора режимов. При первом подходе оптимизатор режимов состоит из регулятора электромагнитного момента и функционального преобразователя, обеспечивающего закон оптимального управления.

При втором подходе в оптимизаторе режимов регулятор электромагнитного момента и функциональный преобразователь объединяются в одно звено.

Для получения реакций электроприводов, соответствующих типовым переходным процессам на управляющие и возмущающие воздействия систем подчиненного регулирования, законы оптимального управления должны быть скорректированы в области малых нагрузок.

В электроприводах с асинхронным двигателем с фазным ротором возможна оптимизация режимов как при постоянном, так и при переменном магнитном потоке. Более эффективным по критерию минимума потерь является режим оптимизации при переменном потоке. Режим оптимизации по минимуму потерь при постоянном потоке прост в реализации и выгоден для высокودинамичных электроприводов.

Глава 9. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

В этой главе рассматриваются электроприводы с асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором. Дается описание принципов построения, структур и алгоритмов оптимизаторов режимов скалярных и векторных систем управления. Приводятся результаты математического моделирования переходных процессов оптимизированных электроприводов, в том числе при комплексной оптимизации. Завершается глава оценкой недоиспользования ресурса оптимизации асинхронных электроприводов при традиционных законах частотного управления.

9.1. Структуры оптимизированных асинхронных электроприводов

Системы скалярного управления. В системах скалярного управления режимы работы электропривода обеспечиваются путем регулирования модулей и частот вращения изображающих векторов напряжений, токов и потокосцеплений. При этом наиболее просто оптимальные режимы асинхронных двигателей реализуются в скалярных системах с управляемым скольжением [118]. На рис. 9.1 изображена функциональная схема скалярной системы управления оптимизированного электропривода.

Асинхронный двигатель (АД) получает питание от преобразователя частоты (ПЧ). Система скалярного управления электропривода построена по принципам подчиненного регулирования и имеет замкнутые САР модуля вектора токов статора (i_s) и скорости (ω). Измере-

ние текущих значений тока и скорости производится с помощью датчиков тока (ДТ) и скорости (ДС). С помощью регуляторов тока (РТ) и скорости (РС) обеспечиваются необходимые статические и динамические характеристики электропривода. Энергетический режим работы электропривода задается оптимизатором режимов (ОР). В нем формируются соответствующие выбранному критерию оптимизации сигналы задания угловой частоты (ω_s^*) напряжения и модуля вектора токов статора (i_s^*) в зависимости от предписанного значения момента (m^*) и величины текущей скорости двигателя.

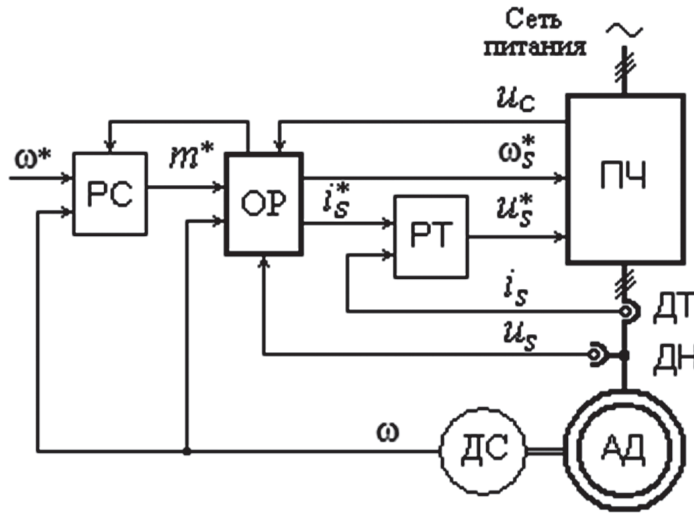


Рис. 9.1. Система скалярного управления оптимизированного асинхронного электропривода

При комплексной оптимизации режимов асинхронного электропривода в оптимизатор режимов, кроме сигналов m^* и ω , вводится информация о напряжениях на входе (u_c) и выходе (u_s) преобразователя. Управляющие воздействия преобразователя частоты (u_s^* и ω_s^*) задают амплитуду и частоту основной гармоники напряжения на зажимах статора.

Системы скалярного управления обладают рядом достоинств, благодаря которым они получили практическое применение в частотно-регулируемых электроприводах многих фирм (ABB, Siemens, Rockwell Automation, Schneider Electric, Danfoss и др.). К их числу относятся простота структур, алгоритмов регуляторов и технических решений, возможность формирования разнообразных механических характе-

ристик и оптимальных законов управления режимами работы привода. Однако системы скалярного управления обладают сравнительно низкими динамическими характеристиками в силу влияния электромагнитных процессов в двигателе и преобразователе частоты. В этой связи системы скалярного управления применяют в тех случаях, когда к приводу не предъявляются высокие требования по диапазону регулирования скорости и динамическим характеристикам. При повышенных требованиях к динамике привода предпочтительны системы векторного управления.

Системы векторного управления. В основе построения систем векторного управления асинхронного электропривода лежит представление о переменных АД как о пространственных векторах. За счет регулирования как модулей, так и аргументов изображающих векторов в неподвижных либо во вращающихся системах координат обеспечивается качественное управление не только в статических, но и динамических режимах работы электропривода. В настоящее время можно выделить две группы систем векторного управления, отличающихся способом ориентации систем координат: с прямой и косвенной ориентацией по полю ротора асинхронного двигателя [138, 144, 13, 118].

Система векторного управления с прямой ориентацией по полю ротора. На рис. 9.2 приведена функциональная схема системы управления оптимизированного асинхронного электропривода с прямой ориентацией по полю ротора. Построенная по принципам подчиненного регулирования, система управления электропривода имеет в общем случае трехмерную комбинированную САР преобразованных токов статора, замкнутую САР потокосцеплений ротора, разомкнутую с регулированием по возмущению САР электромагнитного момента и замкнутую с регулированием по отклонению САР скорости. Регулирование переменных осуществляется в прямоугольной системе координат, ориентированной по вектору потокосцеплений ротора $\vec{\Psi}_r$ [138]. Прямое и обратное преобразование переменных выполняется преобразователями координат (ПК). Для управления ПК предусмотрен векторный анализатор (ВА), на вход которого задается вектор потокосцеплений ротора $\Psi_r^{G_s}$ с вычислителя потока (ВП). Вектор $\Psi_r^{G_s}$ определяется по сигналам преобразованных токов статора ($I_s^{G_s}$) и главных потокосцеплений ($\Psi_m^{G_s}$). Составляющие вектора $\Psi_m^{G_s}$ измеряются датчиками главных потокосцеплений, внедренных в конструкцию двигателя.

Системы векторного управления с прямой ориентацией обеспечивают широкий диапазон регулирования скорости и высокие динамические характеристики привода. Однако установка в конструкцию асинхронного двигателя датчиков магнитного потока сопряжена с рядом трудностей технического и технологического характера, а также фактором надежности привода, что ограничивает применение таких систем на практике. Этих недостатков лишены системы векторного управления с косвенной ориентацией поля ротора [118], а также системы с динамической моделью АД, лежащей в основе построения систем прямого управления моментом [135], прогнозирующего релейно-векторного управления и бездатчикового определения скорости двигателя [27, 120].

Система векторного управления с косвенной ориентацией по полю ротора. Принципы построения систем векторного управления асинхронного электропривода с косвенной ориентацией по полю ротора при оптимизации режимов АД в открытой области управлений подробно рассмотрены в [118]. Для решения задачи комплексной оптимизации режимов электропривода может использоваться вариант системы векторного управления, функциональная схема которой изображена на рис. 9.3. Система управления имеет последовательно подчиненные трехмерную комбинированную САР преобразованных токов статора, разомкнутые с регулированием по возмущению САР потокосцеплений ротора и электромагнитного момента, а также замкнутую САР скорости.

В системе векторного управления с косвенной ориентацией по полю ротора регулятором момента задается величина и направление вектора $\vec{\Psi}_r$ во вращающейся системе координат $Ox_{\Sigma}y_{\Sigma}z_{\Sigma}$, а также скорость вращения системы координат относительно ротора β_k и статора ω_k [118]. Поэтому задачей ОР в этой системе является формирование заданий ψ_r^* для САР модуля вектора $\vec{\Psi}_r$, скорости вращения системы координат $Ox_{\Sigma}y_{\Sigma}z_{\Sigma}$ относительно ротора β_k^* и параметра преобразования переменных $\theta_k = \int \omega_k dt$ с целью обеспечения оптимального режима работы двигателя по выбранному критерию качества.

Системы векторного управления асинхронных электроприводов с косвенной ориентацией по полю ротора получили применение на практике благодаря простоте структуры системы управления, сравнительно высоким динамическим показателям и возможности формирования статических характеристик, удовлетворяющих многим про-

изводственным механизмам. К недостаткам же систем векторного управления с косвенной ориентацией следует отнести их повышенную чувствительность к изменению параметров цепей ротора АД и, прежде всего, к температурным изменениям активного сопротивления обмотки ротора. Поэтому наиболее качественные системы управления снабжаются алгоритмами идентификации параметров асинхронного двигателя [27].

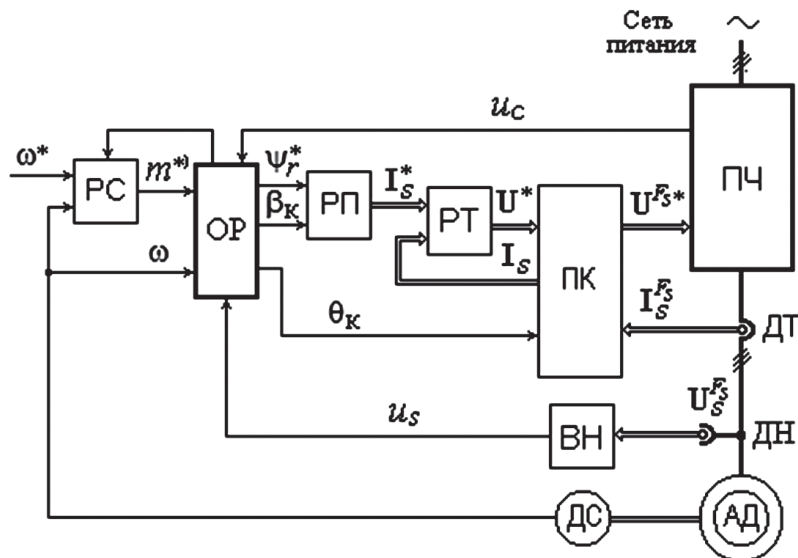


Рис. 9.3. Схема системы векторного управления асинхронного электропривода с косвенной ориентацией по полю ротора

Системы прямого управления моментом и прогнозирующего релейно-векторного управления. Системы данного типа представляют собой развитие векторного подхода к построению систем управления двигателями переменного тока [135]. В системах прямого управления моментом реализованы замкнутые САР электромагнитного момента и полного потокосцепления обмотки статора с соответствующими регуляторами релейного типа. Оптимизатор режимов в системе прямого управления моментом формирует задание на модуль вектора потокосцеплений обмотки статора в функции электромагнитного момента и скорости двигателя.

В структурах систем прогнозирующего релейно-векторного управления [120] используются замкнутые САР модуля вектора потокосцеплений статора (ротора) и электромагнитного момента либо САР

вектора токов статора. Функция оптимизатора режимов в этих случаях заключается в формировании заданий для этих САР с таким расчетом, чтобы в процессе управления моментом двигателя обеспечить режим двигателя, удовлетворяющий выбранному критерию энергетической эффективности.

9.2. Оптимизаторы режимов асинхронного двигателя

При рассмотрении оптимизаторов режимов АД выделим следующие два типа экстремальных задач: *однокритериальную* задачу оптимизации в открытой области управлений при отсутствии ограничений на ресурсы силовой части и *многокритериальную* задачу оптимизации при наличии ограничений на ресурсы силовой части по току и напряжению преобразователя частоты. Понятие «многокритериальность» здесь трактуется в смысле использования совокупности критериев оптимизации при решении экстремальных задач с ограничениями. Такую задачу оптимизации при ограничении напряжения и тока преобразователя будем называть задачей *комплексной оптимизации*.

Оптимизаторы режимов системы скалярного управления. Для системы скалярного управления (рис. 9.1) оптимальные режимы электропривода реализуются путем формирования заданий на модуль i_s^* вектора токов статора и скольжение β^* по законам, удовлетворяющим заданному критерию оптимизации. В этом случае вводится оптимизатор режимов со следующими характеристиками:

$$i_s^* = i_s^o = i_s^o(m^*, \omega);$$

$$\beta^* = \beta^o = \beta^o(m^*, \omega);$$

$$\omega_s^* = \beta^* + \omega.$$

Наиболее простой вид имеют законы управления при оптимизации режимов АД по минимуму тока статора, когда ресурсы преобразователя частоты по напряжению и току достаточны для обеспечения безусловного экстремума тока. Алгоритм ОР сводится к вычислению зависимостей $i_s^o(m^*)$ и $\beta^o(m^*)$, удовлетворяющих минимуму тока статора. Характеристики ОР, обеспечивающие минимум тока статора, изображены на рис. 9.4 сплошными линиями, переходящими в штриховые линии в области малых нагрузок.

В тех случаях, когда момент нагрузки изменяется в широких пределах, принимая также значение $m = 0$, характеристики ОР корректируются так, как это показано на рис. 9.4. Слева от точек a и a' (справа от точек b и b') законы $i_s^*(m^*)$ и $\beta^*(m^*)$ отвечают режиму постоянства потокосцепления ротора, а правее точек a и a' (левее точек b и b') — режиму минимума тока статора. Таким образом, в целом обеспечивается режим управления по минимуму тока с ограничением ψ_r снизу, что позволяет иметь более благоприятную динамику электропривода при значительных перепадах резко переменной нагрузки на валу двигателя.

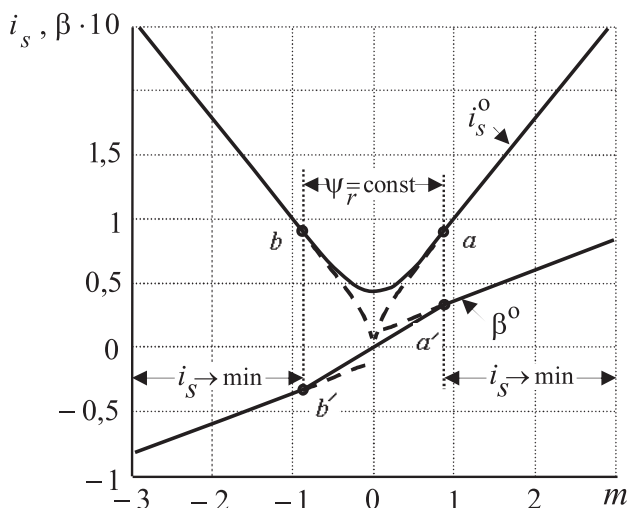


Рис. 9.4. Характеристики оптимизатора режимов асинхронного электропривода по минимуму тока статора

При оптимизации режимов электропривода по минимуму полных потерь двигателя модуль i_s^o вектора токов статора и абсолютное скольжение β^o являются функциями от m^* и ω . Характеристики оптимизатора режимов $i_s^o(m^*, \omega)$ и $\beta^o(m^*, \omega)$ могут быть рассчитаны численными методами [77, 118].

Изучение энергетической эффективности оптимальных режимов с учетом особенностей их реализации позволяет отнести режим минимального тока статора к числу наиболее предпочтительных. Режим минимального тока статора сравнительно прост в реализации, обеспечивает наилучшее соотношение между развиваемым электромагнитным моментом и потребляемым током. При этом энергетиче-

ские показатели электропривода близки к энергетическим показателям электропривода при оптимизации режимов по минимуму полных потерь асинхронного двигателя.

К особенностям рассмотренного способа построения оптимизатора режимов следует отнести зависимость $i_s^o(m^*, \omega)$ и $\beta^o(m^*, \omega)$ к изменению параметров цепей ротора асинхронного двигателя и, прежде всего, к температурным изменениям активного сопротивления обмотки ротора, что несколько снижает энергетические показатели электропривода. Поскольку в современных системах управления с микропроцессорной реализацией используются алгоритмы идентификации параметров, тепловые модели, а также встраиваемые датчики температуры обмоток двигателя, влияние параметрических возмущений на характеристики оптимизатора режимов можно свести до приемлемого с практической точки зрения уровня. Кроме того, в микропроцессорных системах управления может быть осуществлена коррекция оптимального режима путем введения поисковых сигналов (см. гл. 8).

Оптимизаторы режимов систем векторного управления. Для системы управления электропривода с прямой ориентацией по полю ротора оптимизатор режимов описывается уравнениями

$$i_{sy}^* = \mathbf{R}_m^i(m^*, \psi_r^*);$$

$$\psi_r^* = \psi_r^o + \Delta\psi_r^*;$$

$$\psi_r^o = \psi_r^o(m^*, \omega),$$

где \mathbf{R}_m^i — оператор регулятора момента (алгоритм регулятора момента приведен в п. 9.3); $\psi_r^o(m^*, \omega)$ — характеристика, определяемая выбранным законом оптимального управления; $\Delta\psi_r^*$ — поисковый сигнал, который может вводиться для коррекции закона оптимального управления в случае несоответствия его фактическому оптимальному режиму (см. гл. 8). Структурная схема ОР приведена на рис. 9.5.

Для системы векторного управления с косвенной ориентацией по полю ротора структура оптимизатора режимов (рис. 9.6) соответствует уравнениям:

$$\beta_k = \mathbf{R}_m^\beta(m^*, \psi_r^*);$$

$$\omega_k = \beta_k + \omega;$$

$$\theta_k = \frac{1}{T_6} \int \omega_k dt;$$

$$T_\Phi \frac{d}{dt} \psi_r^* + \psi_r^* = \psi_r^o + \Delta \psi_r^* ;$$

$$\psi_r^o = \psi_r^o(m^*, \omega) ,$$

где \mathbf{R}_m^β — оператор регулятора момента (алгоритм регулятора момента приведен в п. 9.3); T_Φ — постоянная фильтра, ограничивающего скорость нарастания потокосцепления ротора в динамике.

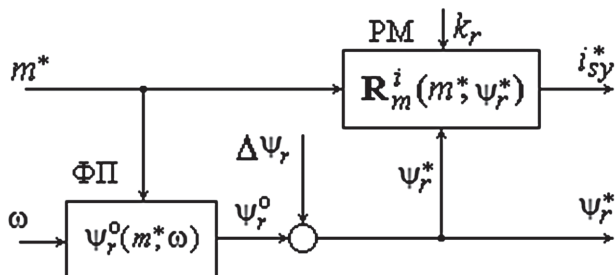


Рис. 9.5. Структурная схема ОР для системы векторного управления асинхронного электропривода с прямой ориентацией по полю ротора

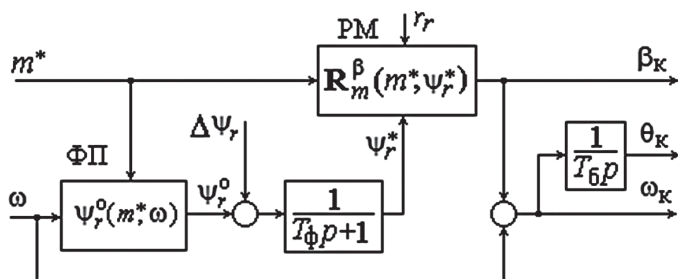


Рис. 9.6. Структурная схема ОР для системы векторного управления асинхронного электропривода с косвенной ориентацией по полю ротора

Отличие структур оптимизаторов режимов для систем векторного управления с прямой и косвенной ориентацией по полю ротора состоит в том, что при косвенной ориентации оптимизатор режимов обеспечивает задание абсолютного скольжения $\beta_k = \beta_{\psi_r}^*$, скорости вращения ($\omega_k = \omega_{\psi_r}^*$) и углового положения ($\theta_k = \theta_{\psi_r}^*$) вектора потокосцеплений обмотки ротора. Кроме того, для ограничения скорости изменения потока ротора в оптимизатор режимов введен фильтр нижних частот.

В системе векторного управления с прямой ориентацией оптимизатор режимов формирует сигналы задания на модуль $\psi_r^* = \psi_{rx}^*$ вектора

потокосцеплений ротора и составляющую вектора токов статора i_{sy}^* , определяющих электромагнитный момент двигателя. Скорость изменения потока ротора задается параметрами регулятора РП (быстродействием САР модуля вектора потокосцеплений ротора).

Оптимизаторы режимов для задач комплексной оптимизации. Напомним, что решение задачи комплексной оптимизации позволяет выделить в координатах «момент — скорость» замкнутую область состояний $\Omega(X)$ электропривода, на границе которой обеспечивается режим работы двигателя по критерию максимальной перегрузочной способности (максимума электромагнитного момента) при ограничении на напряжение и ток преобразователя частоты, а внутри этой области — по энергетическому критерию (минимуму потерь, минимуму тока и др.).

Существенно то, что замкнутая область $\Omega(X)$ включает две подобласти (рис. 9.7), отличающиеся условиями оптимизации: подобласть ($\Omega_{\text{б.э}}$), в которой режим работы двигателя оптимизируется по энергетическому критерию на безусловный экстремум, и компромиссную (переходную) подобласть ($\Omega_{\text{у.э}}$) с оптимизацией в ней режима двигателя на условный экстремум [75, 80, 123]. Причем переход из одной в другую подобласть и выход на границу ($\bar{\Omega}$) области $\Omega(X)$ желательно осуществлять без разрыва в законе управления. Учитывая эти обстоятельства в качестве критерия оптимизации внутри замкнутой области $\Omega(X)$, целесообразно использовать минимум тока статора.

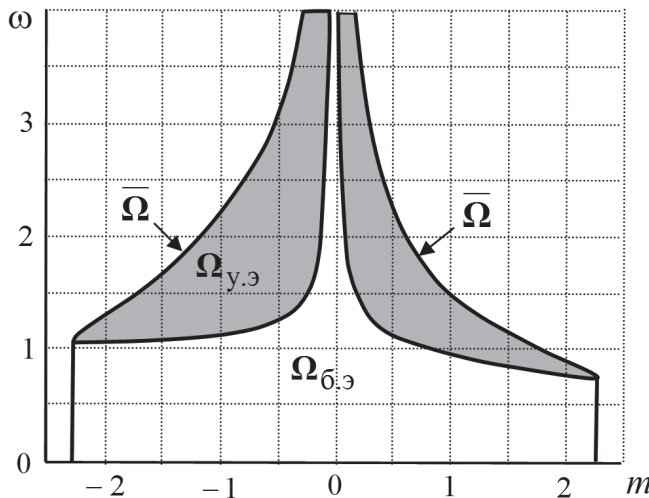


Рис. 9.7. Предельно достижимая замкнутая область состояний электропривода

На рис. 9.8, *a* представлены зависимости напряжения (u_s^0) и тока (i_s^0) статора, абсолютного скольжения (β^0) и скорости (ω) от электромагнитного момента (m) при оптимизации режимов двигателя внутри области $\Omega(X)$ по минимуму тока статора.

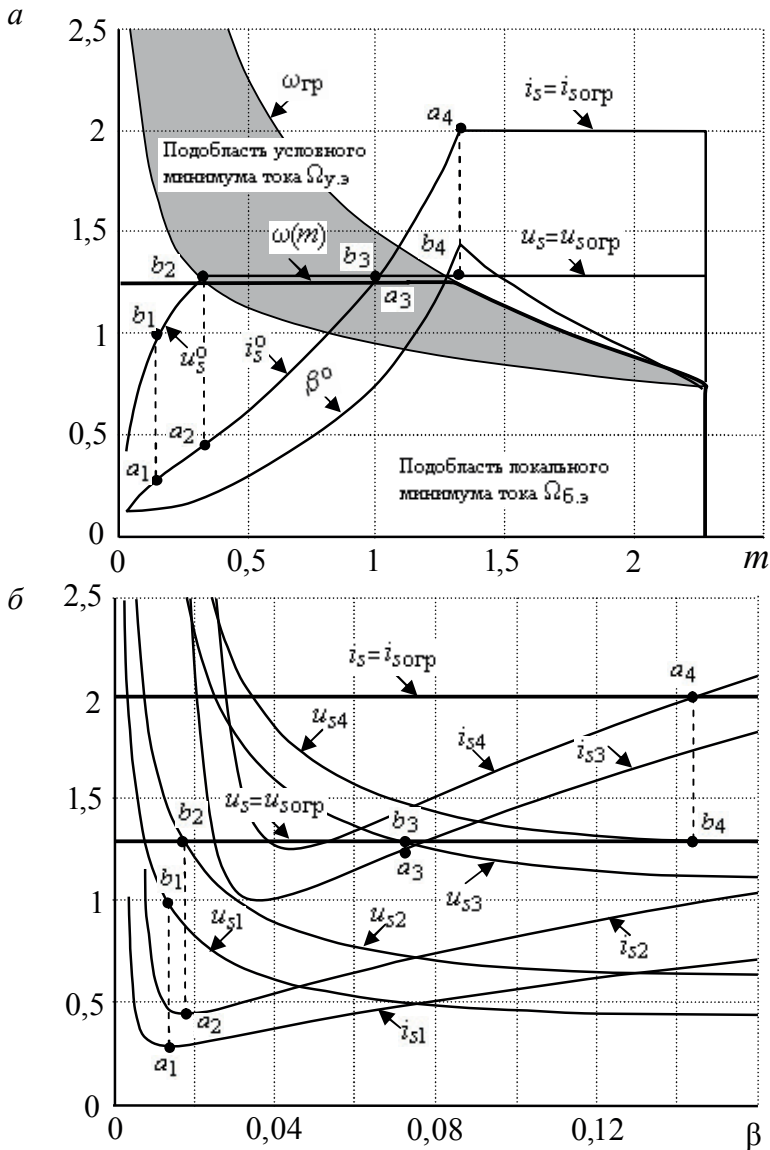


Рис. 9.8. Характеристики асинхронного двигателя:

a — при комплексной оптимизации; *b* — экстремальные характеристики

Приведенные зависимости иллюстрируют переход из подобласти локального минимума в подобласть условного минимума тока статора с дальнейшим выходом на границу предельно достижимой области состояния электропривода.

Как видно, при оптимизации режимов двигателя по минимуму тока статора переход из одной в другую подобласть осуществляется без разрыва напряжения, тока и абсолютного скольжения при увеличении электромагнитного момента. Каждой точке на графиках рис. 9.8, а можно поставить в соответствие точку на экстремальных характеристиках асинхронного двигателя, представленных на рис. 9.8, б. Например, точки a_1 и a_2 являются точками локального минимума, а точки a_3 и a_4 — условного минимума тока статора, которым соответствуют определенные напряжения (точки b_1 , b_2 , b_3 и b_4).

Комплексная оптимизация режимов работы асинхронного двигателя может быть осуществлена в системах как скалярного, так и векторного управления электроприводов [80].

Структура оптимизатора режимов. На рис. 9.9 приведена функциональная схема оптимизатора режимов электропривода с автономным инвертором напряжения (АИН), обеспечивающего решение задачи комплексной оптимизации, где введены следующие обозначения: ФП1 и ФП2 — функциональные преобразователи; ЭС — элемент суммирования; НЭ — нелинейный элемент; ФУ — формирователь уставки напряжения; РН — регулятор напряжения; ФЗ — формирователь заданий. Элементы функциональной схемы ОР имеют следующее назначение.

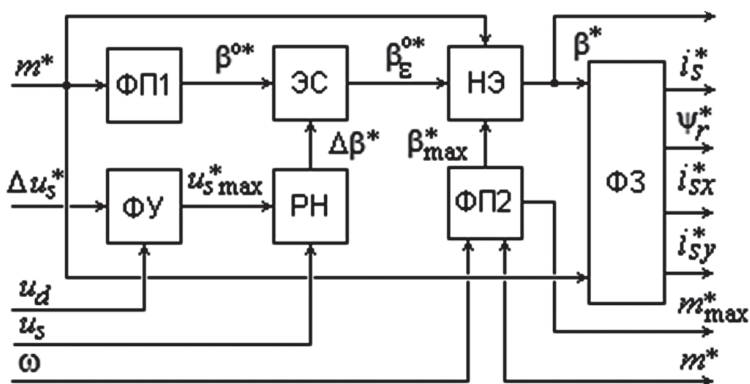


Рис. 9.9. Функциональная схема оптимизатора режимов при комплексной оптимизации асинхронного электропривода

Функциональный преобразователь ФП1 реализует зависимость абсолютного скольжения от задания на момент двигателя (m^*), соответствующую режиму минимума тока статора с ограничением потока снизу:

$$\beta^{0*} = f(|m^*|). \quad (9.1)$$

Формирователь уставки ФУ обеспечивает вычисление ограничения напряжения статора ($u_{s \max}^*$):

$$u_{s \max}^* = k_u u_d - \Delta u_s^*; \quad (9.2)$$

$$\Delta u = u_{s \max}^* - u_s, \quad (9.3)$$

где u_s — фактическое напряжение статора; u_d — напряжение на входе автономного инвертора напряжения; Δu_s^* — запас по напряжению для обеспечения работы РН в линейной зоне; k_u — коэффициент схемы АИН по напряжению.

Регулятор напряжения РН формирует сигнал коррекции абсолютного скольжения:

$$\Delta \beta^* = \begin{cases} A(\Delta u) & \text{при } \Delta u \leq 0, \\ 0 & \text{при } \Delta u_s^* > u_{s \max}^*, \end{cases} \quad (9.4)$$

где A — оператор регулятора напряжения.

Нелинейный элемент НЭ обеспечивает вычисление абсолютного скольжения, отвечающего решению задачи комплексной оптимизации режимов электропривода:

$$\beta^* = \operatorname{sgn}(m^*) \begin{cases} \beta_{\Sigma}^* & \text{при } \beta_{\Sigma}^* \leq \beta_{\max}^*, \\ \beta_{\max}^* & \text{при } \beta_{\Sigma}^* > \beta_{\max}^*, \end{cases} \quad (9.5)$$

где β_{\max}^* — ограничение абсолютного скольжения; $\beta_{\Sigma}^* = \beta^{0*} + \Delta \beta^*$ — выходной сигнал ЭС.

В функциональном преобразователе ФП2 реализуются характеристики:

$$\beta_{\max}^* = f(m^*, \omega) \begin{cases} \beta_d^0(\omega) & \text{при } f(m^*, \omega) \geq 0, \\ \beta_r^0(\omega) & \text{при } f(m^*, \omega) < 0; \end{cases} \quad (9.6)$$

$$m_{\max}^* = f(m^*, \omega) \begin{cases} m_d^0(\omega) & \text{при } f(m^*, \omega) \geq 0, \\ m_r^0(\omega) & \text{при } f(m^*, \omega) < 0, \end{cases} \quad (9.7)$$

где $\beta_d^o(\omega)$, $\beta_r^o(\omega)$, $m_d^o(\omega)$ и $m_r^o(\omega)$ — предельные характеристики (д — для двигательного, г — для генераторного режимов), являются решением экстремальной задачи; m_{\max}^* — ограничение выхода РС, определяющее зону допустимых нагрузок двигателя; $f(m^*, \omega) = \text{sgn } m^* \cdot \text{sgn } \omega$ — переключающая функция.

В формирователе заданий ФЗ производится расчет задающих воздействий для локальных систем автоматического регулирования:

$$\begin{aligned} i_s^* &= (i_{sx}^{*2} + i_{sy}^{*2})^{1/2}; \\ \psi_s^* &= (\psi_{sx}^{*2} + \psi_{sy}^{*2})^{1/2}; \\ \psi_{sx}^* &= \psi_{mx}^* + l_{sg} i_{sx}^*; \quad \psi_{sy}^* = \psi_{my}^* + l_{sg} i_{sy}^*; \\ i_{sx}^* &= l_m^{-1} \psi_{rx}^*; \quad i_{sy}^* = r_r^{-1} (l_m^{-1} l_{rg} + 1) \beta^* \psi_{rx}^*; \\ l_m &= \psi_m^* / i_m^*(\psi_m^*); \\ \psi_m^* &= (\psi_{mx}^{*2} + \psi_{my}^{*2})^{1/2}; \\ \psi_{mx}^* &= \psi_{rx}^*; \quad \psi_{my}^* = r_r^{-1} l_{rg} \beta^* \psi_{rx}^*; \\ \psi_{rx}^* &= \psi_r^* = \sqrt{r_r^{-1} \zeta_N m^* / \beta^*}, \end{aligned}$$

где $i_m^*(\psi_m^*)$ — характеристика намагничивания, учитывающая насыщение двигателя по главному магнитному пути.

Из (9.1)–(9.7) следует, что если в процессе функционирования привода выполняется условие $u_s < u_{s\max}^*$, то на выходе НЭ формируется сигнал $\beta^* = \beta^{o*}$, отвечающий решению $\beta^o(m)$ экстремальной задачи на безусловный экстремум. В системе управления электропривода этот закон сохраняется до тех пор, пока соблюдаются условия $i_s \leq i_{s\text{огр}}$ и $u_s = u_{s\text{огр}}$, т. е. до выхода на границу предельно достижимой рабочей области, обусловленной ограничением по току. С увеличением ω наступает момент, когда напряжение u_s становится равным величине $u_s = u_{s\max}^*$. В этом случае формируется задание $\beta^* = \beta^{o*} + \Delta\beta^*$, удовлетворяющее задаче оптимизации на условный минимум тока статора.

При использовании формирователя заданий для конкретных систем управления асинхронных электроприводов с выхода оптимиза-

тора снимаются соответствующие сигналы: для системы скалярного управления — i_s^* и β^* ; для систем векторного управления с косвенной ориентацией — ψ_r^* и β^* ; для систем векторного управления с прямой ориентацией — ψ_r^* и i_{sy}^* . В формирователе заданий для локальных САР систем прямого управления моментом используется сигнал ψ_s^* , а в системах с прогнозирующим релейно-векторным управлением — ψ_r^* , либо ψ_s^* , а также i_{sx}^* и i_{sy}^* .

Универсальность алгоритма оптимизатора режимов позволяет использовать его в структурах систем не только векторного, но и скалярного управления при невысоких требованиях к динамическим характеристикам частотно-регулируемых асинхронных электроприводов. При этом обеспечивается предельная перегрузочная способность электроприводов при ограничении напряжения и тока преобразователя, а также оптимизация их режимов по минимуму тока статора асинхронного двигателя.

Целесообразная область применения электроприводов при комплексной оптимизации определяется требованиями к характеру изменения скорости и момента двигателя: необходимостью регулирования скорости в заданном диапазоне при постоянном либо медленном задании электромагнитного момента двигателя (транспортные системы).

9.3. Математическое моделирование динамических и энергетических процессов оптимизированных асинхронных электроприводов

Математическое моделирование системы векторного управления с косвенной ориентацией. На рис. 9.10 изображена структурная схема модели асинхронного электропривода с системой векторного управления при косвенной ориентации поля ротора.

Здесь приняты следующие обозначения: \mathcal{M} , Φ , \mathcal{R}_i , \mathcal{R}_{ψ_r} , F_{opt} , Φ и \mathcal{R}_ω — динамические операторы моделей силовой части (ПЧ — АД), многомерного фильтра (Φ), регулятора токов статора (РТ), регулятора потокосцепления ротора (РП), оптимизатора режимов (ОР), одномерного фильтра (ОФ) и регулятора скорости (РС).

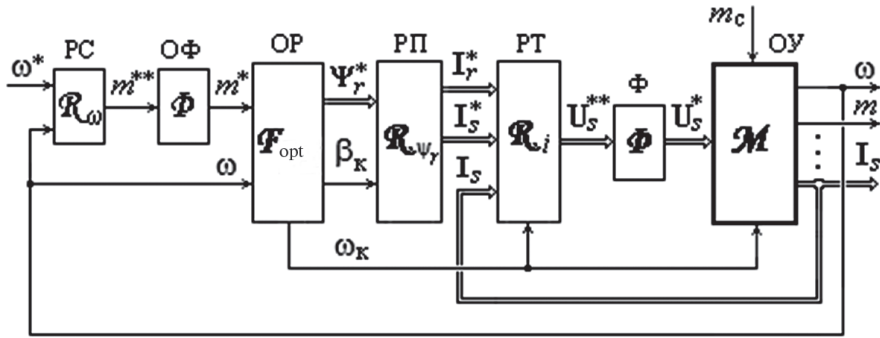


Рис. 9.10. Модель оптимизированного асинхронного электропривода с системой векторного управления при косвенной ориентации

Силовая часть. При допущении линейности характеристик по каналам управления частотой и составляющими вектора выходных напряжений идеализированного преобразователя частоты оператор \mathcal{M} модели силовой части описывается уравнениями:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_s &= \mathbf{K}_{\text{пч}} \mathbf{U}_s^*; \\ \mathbf{U}_s &= T_6 p \Psi_s + \omega_k \mathbf{B} \Psi_s + \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s; \\ \mathbf{0} &= T_6 p \Psi_r + (\omega_k - \omega) \mathbf{B} \Psi_r + \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r; \\ \Psi_s &= \Psi_m + \mathbf{L}_{s\sigma} \mathbf{I}_s; \\ \Psi_r &= \Psi_m + \mathbf{L}_{r\sigma} \mathbf{I}_r; \\ \Psi_m &= \mathbf{F}_m \mathbf{I}_m; \\ \mathbf{I}_m &= \mathbf{C} \mathbf{I}_s + \mathbf{I}_r; \\ m &= \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m \bullet \mathbf{I}_s; \quad m - m_c = T_j p \omega, \end{aligned} \quad (9.7)$$

где $\mathbf{K}_{\text{пч}}$ — диагональная матрица коэффициентов усиления идеализированного преобразователя частоты.

Уравнения (9.7) используются для синтеза регуляторов САР токов статора, потокосцеплений ротора, момента и скорости.

Регулятор токов статора. Трехмерный регулятор токов статора с фильтром Φ описывается системой векторно-матричных уравнений

$$T_i p \mathbf{I}_{sR}^* = (\mathbf{I}_s^* - \mathbf{I}_s);$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{I}_m^* &= \mathbf{C}(\mathbf{I}_r + \mathbf{I}_{sR}^*); \\
\Psi_m^* &= \mathbf{F}_m \mathbf{I}_m^*; \\
\Psi_s^* &= \Psi_m^* + \mathbf{L}_{s\sigma} \mathbf{I}_{sR}^*; \\
\mathbf{U}_s^{**} &= T_6 p \Psi_s^* + \omega_k \mathbf{B} \Psi_s^* + \mathbf{R}_s \mathbf{I}_{sR}^*; \\
\mathbf{T}_{\Sigma} p \mathbf{U}_s^* + \mathbf{U}_s^* &= \mathbf{U}_s^{**},
\end{aligned} \tag{9.8}$$

где T_i — постоянная интегрирования регулятора, $T_i = 2T_\mu$; \mathbf{T}_{Σ} — диагональная матрица некомпенсируемых постоянных времени по каналам регулирования преобразованных токов статора, $\mathbf{T}_{\Sigma} = \text{diag}[T_{sx} \ T_{sy} \ T_{sz}]$. В дальнейшем принимается $T_{sx} = T_{sy} = T_{sz} = T_\mu$; \mathbf{U}_s — вектор напряжений статора, $\mathbf{U}_s = [u_{sx} \ u_{sy} \ u_{sz}]^T$.

Соответствующая уравнениям (9.8) структурная схема регулятора токов статора представлена на рис. 9.11.

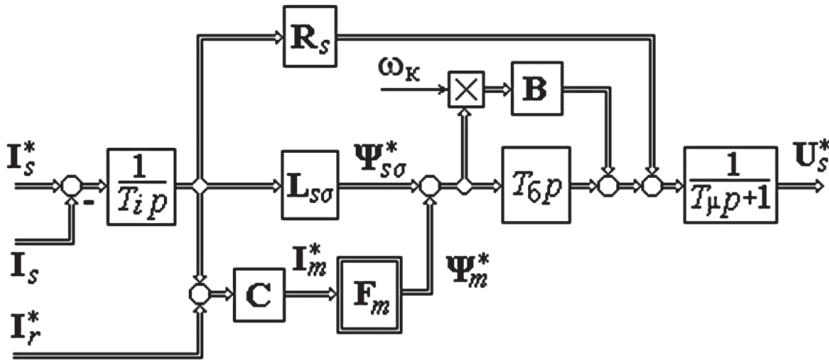


Рис. 9.11. Структурная схема регулятора токов статора

При таком алгоритме в установившихся режимах электропривода существенно уменьшается влияние внутренних связей объекта регулирования, что позволяет при настройке скомпенсированной системы на модульный оптимум получить переходные процессы САР токов, близкие к типовым процессам систем подчиненного регулирования.

Регулятор потокосцеплений ротора. Регулятор РП выполняется в виде обращенной модели звена потокосцеплений ротора:

$$\begin{aligned}
-r_r \mathbf{I}_r^* &= T_6 p \Psi_r^* + \beta_k \mathbf{B} \Psi_r^*; \\
\Psi_m^* &= \Psi_r^* - \mathbf{L}_{r\sigma} \mathbf{I}_r^*;
\end{aligned}$$

$$\mathbf{I}_m^* = \mathbf{F}_m^{-1} \Psi_m^* ;$$

$$\mathbf{I}_s^* = \mathbf{I}_m^* - \mathbf{I}_r^* .$$

При точном согласовании параметров объекта и модели, высоком быстродействии САР тока статора и нулевых начальных условиях регулятор потокосцеплений обеспечивает качественное управление полным потокосцеплением обмотки ротора.

Регулятор электромагнитного момента. Регулятор момента формирует задание для подчиненной ему внутренней САР потокосцеплений ротора. Оператор электромагнитного момента \mathbf{R}_m^β синтезируется в системе координат $Ox\eta z$, ориентированной по вектору $\vec{\Psi}_r$. В развернутом виде оператору \mathbf{R}_m^β соответствуют уравнения

$$\beta_{\Psi_r}^* = r_r \zeta_N^{-1} m^* / (\psi_r^*)^2 ;$$

$$\beta_k = (1 + T_d p) \beta_{\Psi_r}^* ,$$

где T_d — постоянная дифференцирования.

Регулятор момента за счет формирования задания $\Psi_r^* = [\psi_{rx}^* \ 0 \ 0]^T$ ориентирует вектор $\vec{\Psi}_r$ по оси Ox системы координат $Ox\eta z$. Скорость вращения ω_{Ψ_r} вектора $\vec{\Psi}_r$ относительно статора принимает значение скорости вращения системы координат ω_k . Таким образом, регулятор момента задает также скорость вращения системы координат $\omega_k = \omega_{\Psi_r}$ в виде суммы абсолютного скольжения $\beta_k = \beta_{\Psi_r}$ вектора потокосцеплений ротора и скорости ω двигателя.

Регулятор скорости. В однократной и двукратной САР регулятор скорости с фильтром на выходе, ограничивающим полосу пропускания, описывается уравнениями, аналогичными (8.10)–(8.12).

Условия моделирования. При моделировании переходных процессов оптимизированных электроприводов использовался асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором типа АДЧР225 М4 мощностью 55 кВт, имеющий в принятой системе относительных единиц следующие значения параметров: $r_s = 0,0315$; $r_r = 0,0234$; $l_{s\sigma} = 0,1056$; $l_{r\sigma} = 0,222$; $l_m = 3,833$; $T_j = 0,54$ с. Нелинейная характеристика намагничивания двигателя $i_m = f(\psi_m)$, учитывающая насыщение по главному магнитному пути, аппроксимирована степенным многочленом $i_m = a\psi_m + b\psi_m^n$, где $a = 0,1789$, $b = 0,0324$ и $n = 9$. При расчете процес-

сов были заданы следующие значения постоянных времени: $T_\mu = 0,001$ с; $T_i = 2T_\mu$; $T_m = 0,01$ с; $T_{\psi_r} = 0,1$ с; $T_4 = 0,012$ с. Обмотка статора АД запитана от двухзвенного преобразователя частоты, выполненного по схеме «НВ — АИН».

Оптимизация режимов АД осуществлялась по минимуму суммарных потерь мощности двигателя. Характеристики функционального преобразователя $\psi_m^o(m^*, \omega)$ оптимизатора режимов, скорректированные в области малых нагрузок с целью устранения неопределенности и разрыва в точке идеального холостого хода, приведены на рис. 9.12. При реализации характеристик использовалась табличная интерполяция.

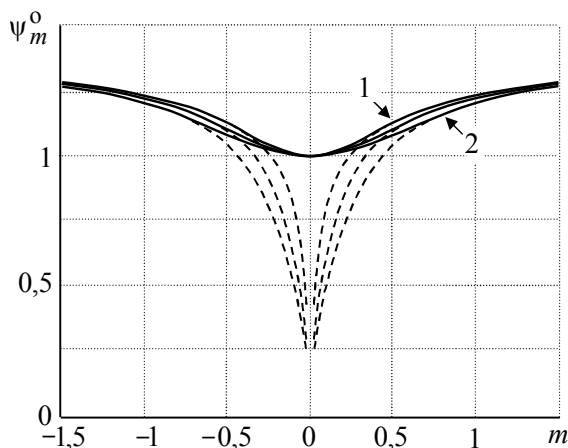


Рис. 9.12. Характеристики функционального преобразователя при оптимизации режима АД по минимуму потерь:

1 — при $\omega = 0$; 2 — при $\omega = 1$

Динамические процессы в оптимизированном асинхронном электроприводе. На рис. 9.13 и 9.14 приведены процессы при пуске, набросе и сбросе нагрузки в электроприводе с пропорциональным (а) и пропорционально-интегральным (б) регуляторами скорости. В связи с односторонним питанием АД для обеспечения высокого быстродействия САР скорости в оптимизированном асинхронном электроприводе требуются более значительные форсировки напряжения на зажимах статора в сравнении с форсировками напряжений в оптимизированном электроприводе с обобщенной машиной переменного тока.

Для снижения форсировок напряжения до приемлемого с технико-экономической точки зрения уровня приходится ограничивать скоро-

сти нарастания задающих воздействий (m^* и ψ_r^*). Для этого по каналам задания момента m^* и потокосцепления ψ_r^* предусматриваются фильтры нижних частот с постоянными времени T_m и T_{ψ_r} соответственно. Кроме того, в регуляторе электромагнитного момента при вычислении абсолютного скольжения вектора потокосцеплений ротора вводится дифференциальная составляющая с постоянной T_d , улучшающая динамику привода.

Ориентирующим элементом в этой системе управления является регулятор момента. Он задает требуемое положение результирующего вектора $\vec{\Psi}_r$ в системе координат $Ox\eta z$ так, чтобы выполнялись условия ориентации — $\psi_{rx} = \psi_r$ и $\psi_{ry} = \psi_{rz} = 0$.

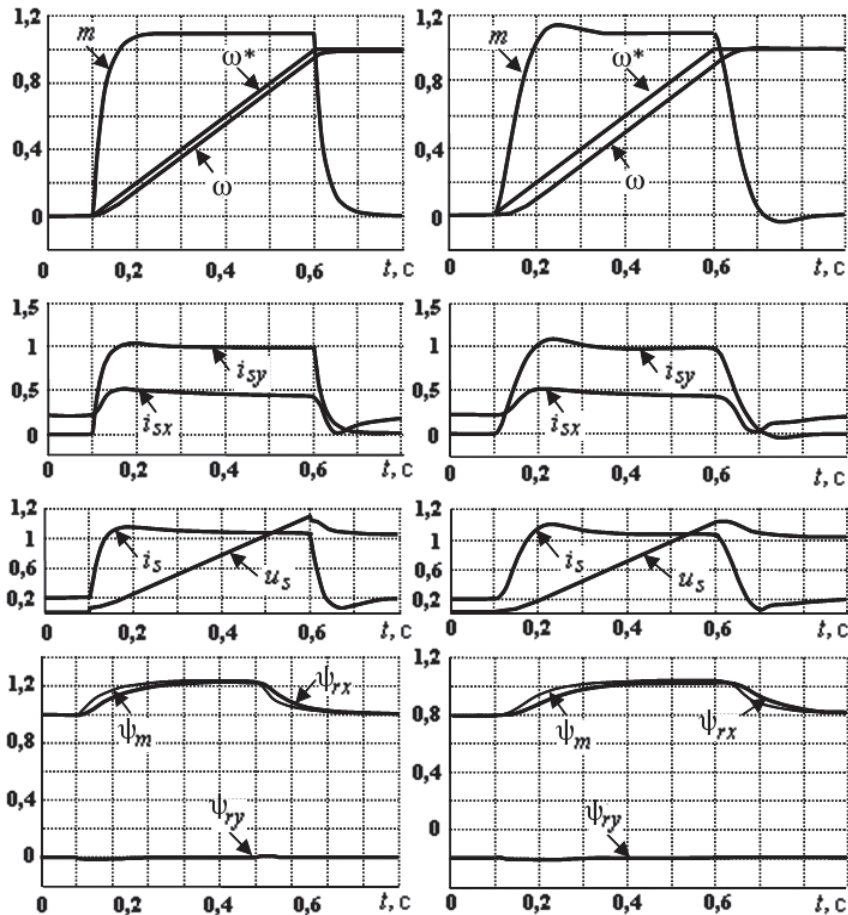


Рис. 9.13. Переходные процессы при разгоне асинхронного электропривода

На рис. 9.13 и 9.14 приведены процессы составляющей ψ_{ry} . В установившихся режимах выполняется точная ориентация ($\psi_{ry} = 0$ — график совпадает с осью абсцисс). В переходных режимах наблюдается незначительное отклонение составляющей ψ_{ry} от заданного нулевого значения.

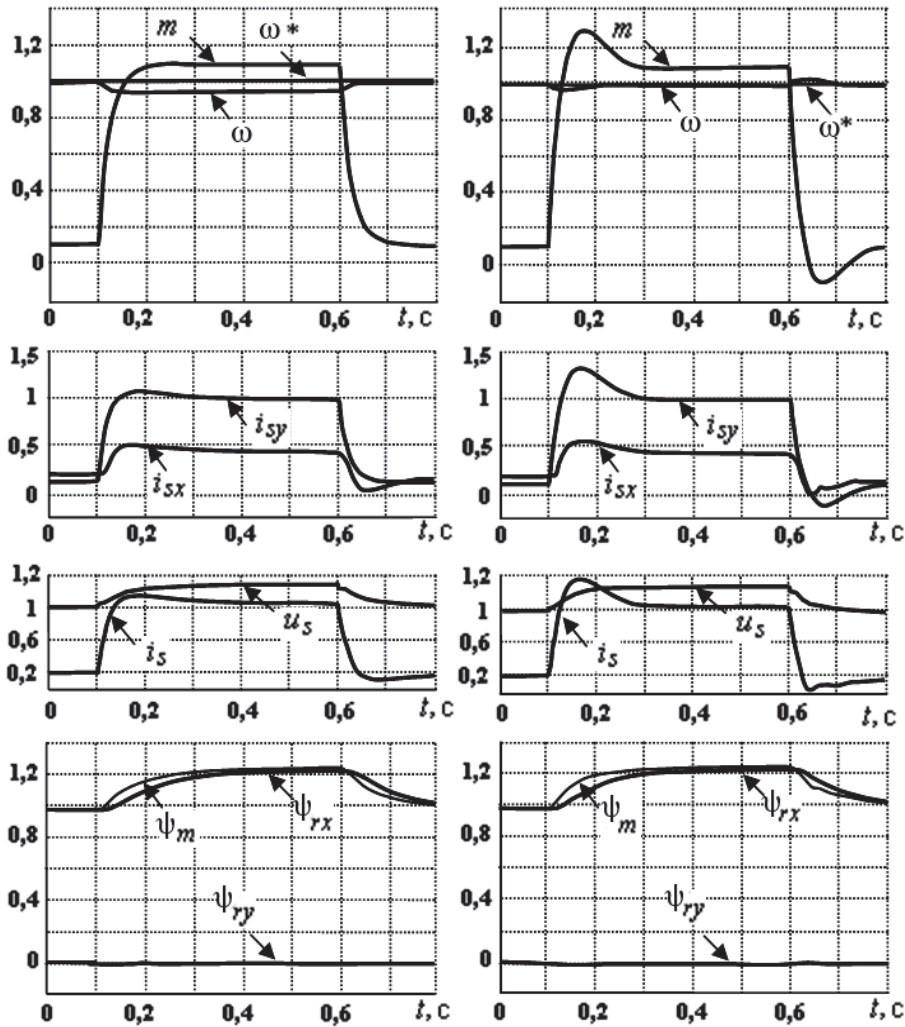


Рис. 9.14. Переходные процессы в асинхронном электроприводе при набросе и сбросе нагрузки

Результаты моделирования асинхронного электропривода при комплексной оптимизации режимов представлены на рис. 9.15 и 9.16, где

иллюстрируются процессы пуска, работа на установившейся скорости и постепенное нагружение, приведшее к полной остановке.

Предварительно перед пуском обеспечивается создание начального потока, значение которого соответствует минимальному потоку двигателя (рис. 9.16, б). После чего, в момент времени $t = 1$ с, дается команда на пуск двигателя со статическим моментом $m_c = 0,5m_{\text{ном}}$ (траектория движения 1 на рис. 9.15). Сигнал задания на скорость ω^* (рис. 9.16, а) поступает с задатчика интенсивности, который в первой зоне формирует линейное задание, а во второй и третьей зонах — в функции ω так, чтобы выполнялось условие $m^* < m_{\text{max}}^*$. В этом случае при пуске регулятор РС работает в линейной части своей характеристики. После завершения пуска электропривод определенное время продолжает работать с установившейся скоростью $\omega_{\text{уст}} = 2\omega_{\text{ном}}$. С момента времени $t = 3,5$ с начинается процесс медленного нагружения АД. Под действием постепенно увеличивающейся нагрузки двигатель выходит на участок механической характеристики 2 (рис. 9.15), соответствующей максимальной перегрузочной способности электропривода при ограничении u_s и i_s , со снижением скорости до полной остановки.

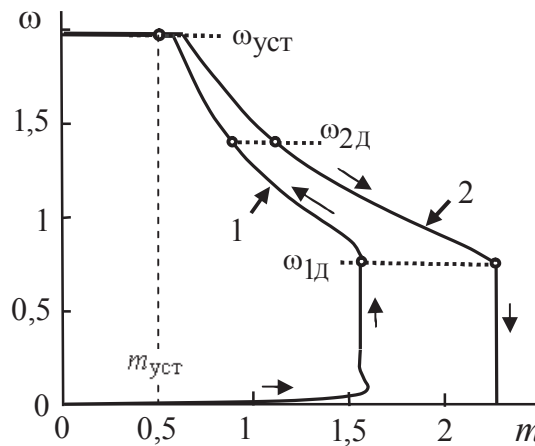


Рис. 9.15. Механические характеристики оптимизированного асинхронного электропривода

На рис. 9.16, а приведены временные диаграммы $\omega^*(t)$, $\omega(t)$, $m(t)$ и $i_s(t)$, соответствующие фазовым траекториям 1 и 2 (рис. 9.15). Как видно, разгон двигателя в первой зоне происходит при постоянстве дина-

мического момента, а во второй и третьей зонах динамический момент двигателя изменяется вследствие снижения темпа задатчика интенсивности в функции скорости. Ток статора во второй и третьей зонах практически постоянен. При работе на предельной характеристике по мере увеличения нагрузки в третьей зоне ток двигателя $i_s < i_{s \max}$, а в первой и во второй зонах принимает значение $i_s = i_{s \max}$. Момент двигателя в первой зоне равен m_{\max} . Зависимости напряжения $u_s(t)$, скольжения $\beta(t)$ и составляющих $\psi_{rx}(t)$ и $\psi_{ry}(t)$ вектора потокоцеплений ротора приведены на рис. 9.16, б.

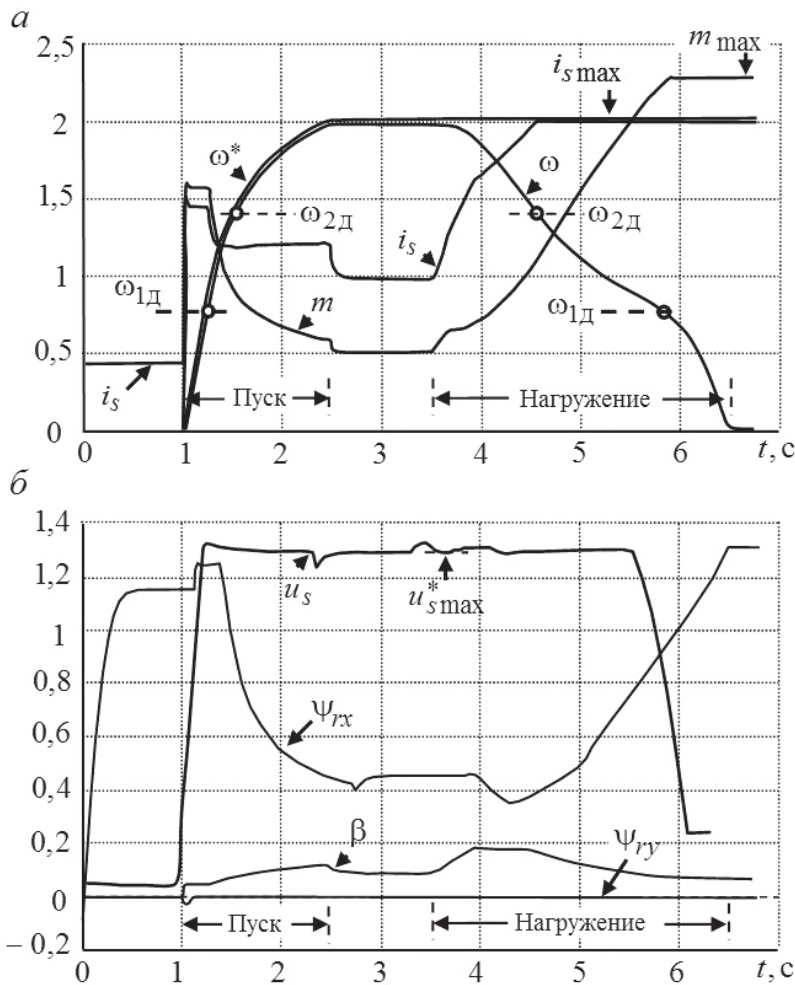


Рис. 9.16. Переходные процессы оптимизированного асинхронного электропривода

Важно отметить достаточно высокое качество ориентации системы координат. Условие ориентации нарушается только на начальной стадии пуска ($\psi_{ry} \neq 0$). Однако отклонение составляющей ψ_{ry} от $\psi_{ry} = 0$ незначительное. Благодаря этому сохраняется высокая динамика привода.

Заметим также, что пуск электропривода при комплексной оптимизации возможен не только при ограничении динамического момента двигателя с помощью ЗИ, установленного на входе САР скорости, но и при лимитировании электромагнитного момента путем ограничения сигнала задания для регулятора момента. В этом случае траектория $\omega(t)$ при пуске двигателя будет определяться механической характеристикой 2 (рис. 9.15).

Энергетические характеристики оптимизированного асинхронного электропривода. Энергосберегающие законы частотного управления, полученные для установившихся режимов АД, могут использоваться также для снижения энергетических затрат в электроприводах, работающих в динамических режимах (при пуске, торможении и других). В качестве примеров рассмотрим режим пуска и перемежающийся режим работы асинхронного электропривода, в котором реализуются последовательно традиционный закон управления при постоянстве потокосцепления ротора и оптимальный закон управления по минимуму тока статора. Оценим при каждом из них недоиспользованный ресурс оптимизации $\Delta\tilde{w}$, учитывающий мгновенные электрические потери в обмотках статора и ротора ($\Delta p_{эл\,с}$ и $\Delta p_{эл\,r}$), магнитные потери статора ($\Delta p_{магн\,с}$), добавочные ($\Delta p_{доб}$) и механические ($\Delta p_{мех}$) потери. В качестве эталона, как и раньше, примем оптимальный по минимуму суммарных потерь в двигателе закон управления, полученный для установившегося режима.

Режим пуска. На рис. 9.17 представлены зависимости $\Delta\tilde{w}(A)$, характеризующие влияние параметра задатчика интенсивности $A = d\omega^* / dt$ при пуске двигателя на энергетические затраты. Кривые 1 и 3 соответствуют условию пуска с номинальной статической нагрузкой, а 2 и 4 — при отсутствии нагрузки двигателя. Как видно, при использовании закона частотного управления, обеспечивающего режим постоянства потокосцепления ротора (графики 1 и 2), на оценку $\Delta\tilde{w}(A)$ существенно влияет статическая нагрузка. При пуске с номинальной нагрузкой недоиспользованный ресурс оптимизации в диапазоне изменения темпа задатчика интенсивности от 1 до 4 с⁻¹ составляет 8–10 %. При этом

наблюдается тенденция к повышению энергетического эффекта как при медленных, так и повышенных темпах задатчика интенсивности. При пуске же без нагрузки энергетический эффект, наоборот, снижается.

При оптимальном законе частотного управления по минимуму тока статора (графики 3 и 4) показатель $\Delta\tilde{w}$ не превышает 2%, что свидетельствует о практически полном использовании ресурса оптимизации. Причем в том же наиболее вероятном диапазоне заданий $A = d\omega^* / dt$ энергетическая эффективность слабо зависит от статического момента нагрузки.

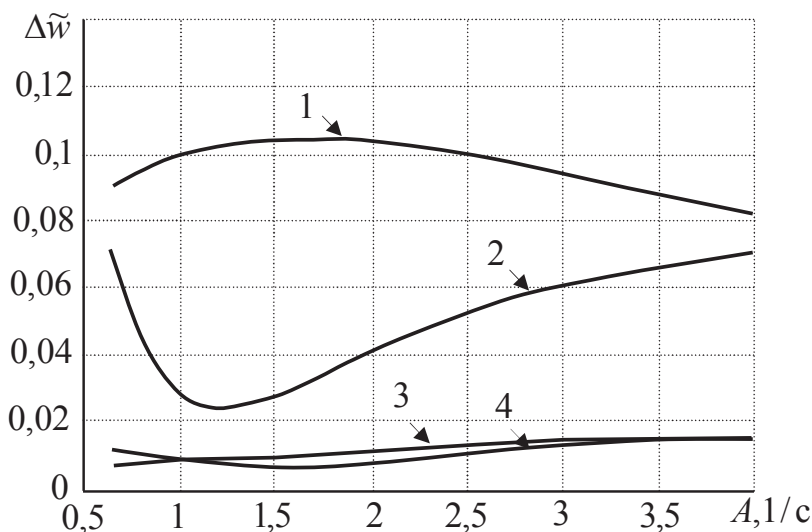


Рис. 9.17. Оценка недоиспользования ресурса оптимизации при различных законах управления:

1, 2 — при постоянстве полного потока, сцепленного с обмоткой ротора;
3, 4 — при минимуме тока статора

Переключающийся режим. Иллюстрацией энергетического эффекта, который может быть получен в оптимизированном асинхронном электроприводе с переменной нагрузкой (с переключающейся нагрузочной диаграммой), являются зависимости меры недоиспользования ресурса оптимизации ($\Delta\tilde{p}_{cp}$) от относительной продолжительности нагрузки (ПН):

$$\Delta\tilde{p}_{cp}(\text{ПН}) = \frac{\Delta p_{cp}(\text{ПН}) - \Delta p_{cp}^0(\text{ПН})}{\Delta p_{cp}^0(\text{ПН})},$$

где Δp_{cp} — значение средних за цикл суммарных потерь двигателя при традиционном режиме постоянства потока, сцепленного с обмоткой ротора; Δp_{cp}^0 — значение средних за цикл суммарных потерь при управлении по минимуму потерь в двигателе. Здесь продолжительность нагрузки

$$\text{ПН} = t_{\text{н}} / (t_{\text{н}} + t_{\text{хх}}),$$

где $t_{\text{н}}$ и $t_{\text{хх}}$ — интервал работы двигателя с нагрузкой на валу и интервал холостого хода. Зависимости $\Delta \tilde{p}_{\text{cp}}(\text{ПН})$ для двигателя типа АДЧР225 М4 мощностью 55 кВт при различных моментах холостого хода ($m_{\text{хх}}$) приведены на рис. 9.18.

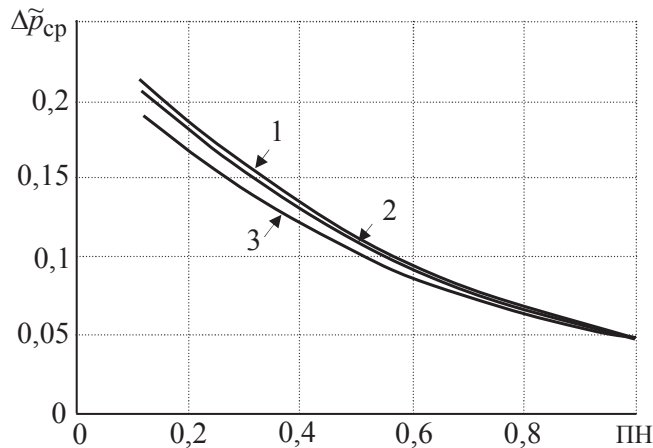


Рис. 9.18. Средние за цикл потери в двигателе:

1 — при $m_{\text{хх}} = 0$; 2 — при $m_{\text{хх}} = 0,1$; 3 — при $m_{\text{хх}} = 0,2$

Видно, что $\Delta \tilde{p}_{\text{cp}}$ существенно зависит от продолжительности включения нагрузки. Неиспользованный ресурс оптимизации возрастает с уменьшением продолжительности включения нагрузки (так, при $\text{ПН} = 1$ $\Delta \tilde{p}_{\text{cp}} = 0,05$, а при $\text{ПН} = 0,2$ — более 0,15). Иными словами, если вместо режима постоянства потокосцепления ротора в электроприводе реализовать режим переменного потока, соответствующий оптимальному закону управления по минимуму потерь, то это позволило бы снизить потери энергии более чем на 15 % при одних и тех же нагрузках на валу, допустимых по нагреву при постоянстве потока ротора. Причем с уменьшением момента холостого хода энергетический

эффект возрастает, достигая максимального эффекта при идеальном холостом ходе.

В заключение отметим, что при оптимизации режимов асинхронного электропривода при переменном графике нагрузки важную роль играет рациональный выбор быстродействия САР магнитного потока и электромагнитного момента, уровня ограничения потока снизу, а также характера и параметров конкретной нагрузочной диаграммы механизма.

Резюме главы 9

На примерах систем скалярного и векторного управления асинхронных электроприводов показана возможность применения принципов построения оптимизаторов режимов, рассмотренных в гл. 8.

Режим минимальных потерь асинхронного двигателя можно получить только при переменном потоке. Вместе с тем в ограниченных диапазонах изменения момента нагрузки и скорости возможны режимы работы двигателя, в которых потери близки к минимально возможным потерям.

Следует обратить внимание на решение задачи обеспечения предельной перегрузочной способности частотно-регулируемых асинхронных электроприводов при ограничении напряжения и тока преобразователя и оптимизации их режимов по минимуму тока статора.

Показано, что энергосберегающие законы частотного управления, полученные для установившихся режимов асинхронного двигателя, могут использоваться также для снижения энергетических затрат в электроприводах, работающих в динамических режимах (при пуске, торможении и других). Однако в этом случае приходится снижать быстродействие системы регулирования скорости.

Глава 10. СИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

В этой главе рассматриваются вопросы реализации оптимальных режимов в синхронных электроприводах. Дается описание принципов построения, структур и алгоритмов оптимизаторов режимов синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением, синхронных двигателей с постоянными магнитами и синхронных реактивных двигателей с анизотропией ротора. Приводится пример математического моделирования переходных процессов оптимизированного электропривода с синхронным двигателем с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением. Обсуждаются особенности переходных процессов и энергетический эффект при пуске электропривода.

10.1. Структуры оптимизированных синхронных электроприводов

Системы управления оптимизированных регулируемых синхронных электроприводов строятся по тем же принципам, что и системы управления электроприводов с асинхронными двигателями с фазным и короткозамкнутым роторами.

На рис. 10.1 изображена обобщенная функциональная схема системы управления оптимизированного синхронного электропривода. Многофазная обмотка якоря СД получает питание от преобразователя частоты (ПЧ). Продольная и поперечная обмотки возбуждения отдельно подключены к управляемым преобразователям постоянного тока (ППТ). В состав системы управления входят комбинированная многомерная САР токов, разомкнутая САР электромагнитного момента и замкнутая САР скорости. Состояние синхронного электропривода контролируется датчиками фазных токов якоря (ДТ), токов возбуждения (ДТВ), скорости (ДС) и положения вала двигателя (ДП). Регули-

рование токов и электромагнитного момента ведется в прямоугольной системе координат, вращающейся синхронно с индуктором СД. Преобразование переменных осуществляется блоком преобразования координат (ПК). Энергетическая эффективность синхронного электропривода обеспечивается оптимизатором режимов (ОР).

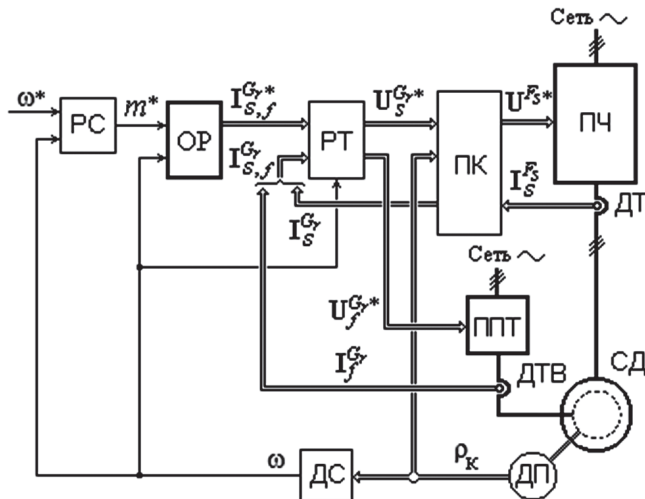


Рис. 10.1. Обобщенная функциональная схема синхронного электропривода

При использовании бесконтактного синхронного двигателя с постоянными магнитами силовая и регулирующая части электропривода существенно упрощаются (рис. 10.2).

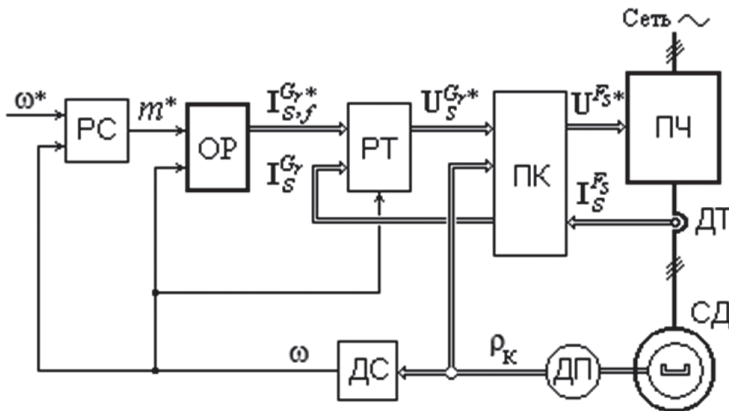


Рис. 10.2. Функциональная схема электропривода с синхронным двигателем с постоянными магнитами

В этом случае отпадает необходимость в источниках питания обмоток возбуждения, а регулирующая часть имеет лишь комбинированную САР токов якоря, разомкнутую САР электромагнитного момента и замкнутую САР скорости. Оптимизатор режимов согласует задания составляющих токов якоря и электромагнитного момента.

10.2. Оптимизаторы режимов синхронных двигателей

Оптимизаторы режимов СД с электромагнитным возбуждением при переменном потоке. При построении оптимизаторов режимов для синхронного электропривода также применимы ранее рассмотренные подходы (см. п. 8.2). Оптимизатор режимов на основе явно выраженного регулятора электромагнитного момента для электропривода с синхронным двигателем с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением (СД ППЭВ) описывается следующими уравнениями общего вида:

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{s,f}^{G_r^*} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s^{G_r^*} \\ \mathbf{I}_f^{G_r^*} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_m^{G_r}(m^*, \mathbf{V}^*); \\ \mathbf{V}^* &= (\psi_{\psi_s}^*, \Psi_m^{G_r^*}) = \mathbf{V}^0 + \Delta \mathbf{V}; \\ \mathbf{V}^0 &= (\psi_{\psi_s}^0, \Psi_m^{G_r^0}) = \mathbf{V}^0(m^*, \omega), \end{aligned} \quad (10.1)$$

где $\mathbf{I}_s^{G_r^*}$ и $\mathbf{I}_f^{G_r^*}$ — векторы преобразованных токов обмоток якоря и индуктора; $\mathbf{R}_m^{G_r}$ — оператор регулятора момента (алгоритм регулятора момента приведен в п. 10.3); m^* — задание на момент; $\Psi_m^{G_r^*}$ — вектор преобразованных главных потокосцеплений; $\psi_{\psi_s}^*$ — угол поворота вектора полных потокосцеплений обмотки якоря; $\mathbf{V}^0(m^*, \omega)$ — вектор-функция, описывающая оптимальные законы управления вектором главных потокосцеплений и углом поворота вектора полных потокосцеплений обмотки якоря; $\Delta \mathbf{V}$ — вектор поисковых сигналов. Соответствующая структурная схема оптимизатора режимов представлена на рис. 10.3.

Для синхронного электропривода с продольным электромагнитным возбуждением двигателя (СД ПЭВ) структура оптимизатора режимов сохраняется, а отличие будет лишь в размерности вектора управлений \mathbf{V}^0 :

$$\mathbf{I}_{s,f}^{G_r^*} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s^{G_r^*} \\ \mathbf{I}_f^{G_r^*} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_m^{G_r}(m^*, \mathbf{V}^*);$$

$$\mathbf{V}^* = \Psi_m^{G_r^*} = \mathbf{V}^0 + \Delta \mathbf{V};$$

$$\mathbf{V}^0 = \Psi_m^{G_r^0}(m^*, \omega) = \mathbf{V}^0(m^*, \omega).$$

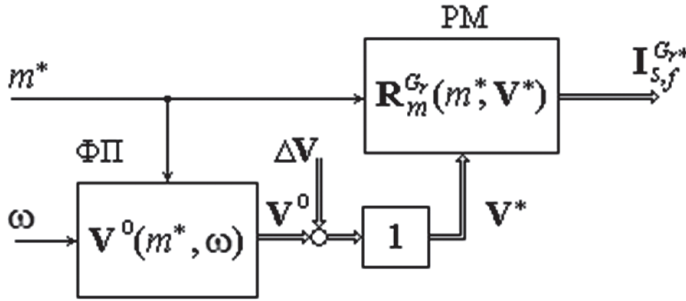


Рис. 10.3. Структурная схема ОР синхронного электропривода

Законы управления, обеспечивающие оптимальные режимы синхронных двигателей при переменном потоке, как показано в [81], не имеют аналитического описания. Поэтому при реализации в системах управления их целесообразно задавать табличными функциями.

При однозвенной структуре оптимизатора режимов его характеристики описываются векторными функциями в неподвижном относительно индуктора базисе:

$$\mathbf{I}_j^{G_r^*} = \mathbf{I}_j^{G_r^0} = \mathbf{I}_j^{G_r^0}(m^*, \omega), \quad j = s, f.$$

По аналогичным принципам строятся оптимизаторы для синхронных электроприводов с внутренней многомерной САР потокосцеплений обмоток двигателя.

Оптимизаторы режимов СД с электромагнитным возбуждением при постоянном потоке. Особенностью энергосберегающих законов управления при постоянстве потока является наличие разрывов в точке идеального холостого хода. Рассмотрим в качестве примера алгоритм управления по минимуму потерь СД с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением. Общее решение задачи оптимизации режимов СД по минимуму потерь при постоянстве потока $\psi_m = \psi_m^*$ имеет вид:

$$m^0 = \zeta_N \frac{(\psi_m^*)^2}{l_{s\sigma}} \frac{r_s + k_s^{-1}(r_{fd} \cos^2 \psi_{\psi_m} + r_{fq} \sin^2 \psi_{\psi_m})}{r_s + (r_{fd} \cos^2 \psi_{\psi_s} + r_{fq} \sin^2 \psi_{\psi_s})} \cdot \operatorname{tg}(\psi_{\psi_s} - \psi_{\psi_m}),$$

где ψ_{ψ_s} и ψ_{ψ_m} — углы, определяющие положения изображающих векторов полных потокосцеплений обмотки якоря и главных потокосцеплений относительно продольной оси индуктора. Для устранения разрыва в законе управления ориентируем систему координат $Odql$ по вектору $\vec{\Psi}_s$. В результате получим

$$m^0 = -\zeta_N \frac{(\psi_m^*)^2}{l_{s\sigma}} \frac{r_s + k_s^{-1}(r_{fd} \cos^2 \psi_{\psi_m} + r_{fq} \sin^2 \psi_{\psi_m})}{r_s + r_{fd}} \operatorname{tg} \psi_{\psi_m}.$$

При значениях момента $|m| \leq 4m_0$ можно пользоваться более простым выражением:

$$\psi_{\psi_m}^0 = -\zeta_N^{-1} \frac{l_{s\sigma}}{(\psi_m^*)^2} \frac{r_s + r_{fd}}{r_s + k_s^{-1} r_{fd}} m.$$

Схема алгоритма оптимизатора режимов для синхронного электропривода с подчиненной САР токов представлена на рис. 10.4.

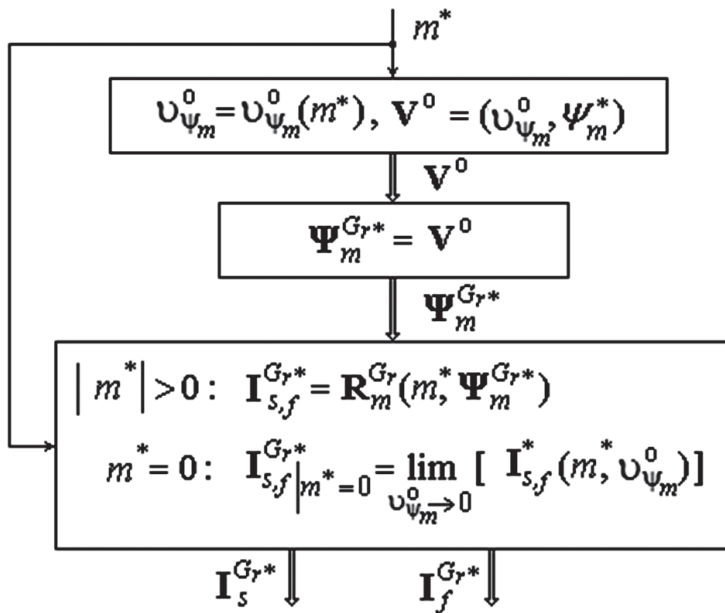


Рис. 10.4. Схема алгоритма оптимизатора режимов СД при постоянстве потока

В табл. 10.1 приведены аналитические выражения законов управления для двух частных случаев: при минимуме потерь и минимуме тока якоря СД с продольно-поперечным и продольным электромагнитным возбуждением.

Таблица 10.1

Законы оптимального управления СД при постоянстве потока

Режим оптимизации	$V^o = V^o(m^*)$
Минимум потерь при $\psi_m^* = \text{const}$	<p>Для СД с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением</p> $v_{\psi_m}^o = -\arctg \left(l_{s\sigma} \zeta^{-1} N \frac{r_s + r_{fd}}{r_s + k_s^{-1} r_{fd}} \frac{m^*}{(\psi_m^*)^2} \right).$ <p>Для СД с продольным электромагнитным возбуждением</p> $v_{\psi_m}^o = \arctg \left(\zeta^{-1} N l_m \frac{r_s + r_{fd}}{r_s} \frac{m^*}{(\psi_m^*)^2} \right)$
Минимум тока якоря при $\psi_m^* = \text{const}$	<p>Для СД с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением</p> $v_{\psi_m}^o = -\arctg \left(l_{s\sigma} \zeta^{-1} N \frac{m^*}{(\psi_m^*)^2} \right).$ <p>Для СД с продольным электромагнитным возбуждением</p> $v_{\psi_m}^o = \arctg \left(l_m \zeta^{-1} N \frac{m^*}{(\psi_m^*)^2} \right)$

Для разрешения неопределенности законов в точке идеального холостого хода находятся пределы

$$\mathbf{I}_j^{G_r^*} \Big|_{m^*=0} = \lim_{v_{\psi_m}^o \rightarrow 0} [\mathbf{I}_j^{G_r^*}(m^*, v_{\psi_m}^o)], \quad j = s, f.$$

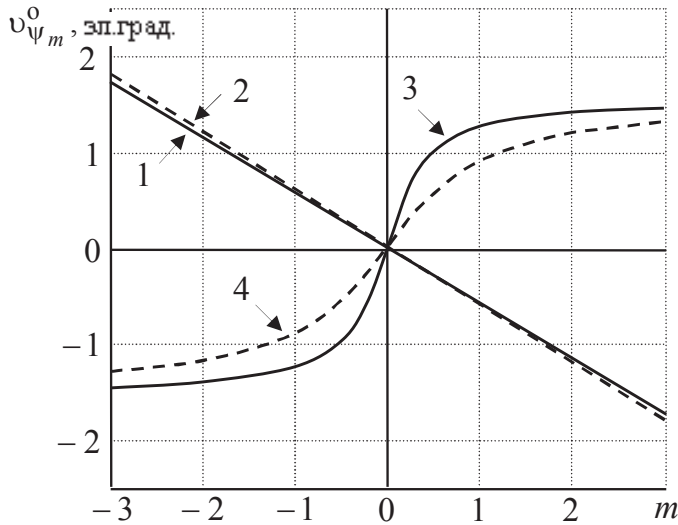
Выражения составляющих вектора токов $\mathbf{I}_j^{G_r^*}$ при минимуме потерь и минимуме тока якоря приведены в табл. 10.2.

Таблица 10.2

 Пределы функций $\mathbf{I}_{s,f}^{G_r^*}(m^*, \psi_m^0)$ при $\psi_m^0 \rightarrow 0$

Режим оптимизации	$\mathbf{I}_{s,f}^* _{m^*=0} = \lim_{\psi_m^0 \rightarrow 0} [\mathbf{I}_{s,r}^*(m^*, \psi_m^0)]$
Минимум потерь при $\psi_m^* = \text{const}$	<p>Для СД с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением</p> $i_{sd}^* = \frac{1}{l_m} \frac{r_{fd}}{r_s + k_s^{-1} r_{fd}} \psi_m^*; \quad i_{sq}^* = 0; \quad i_{sl}^* = 0;$ $i_{fd}^* = \frac{1}{l_m} \frac{r_s}{r_s + r_{fd}} \psi_m^*; \quad i_{fq}^* = 0.$ <p>Для СД с продольным электромагнитным возбуждением</p> $i_{sd}^* = \frac{1}{l_m} \frac{r_{fd}}{r_s + r_{fd}} \psi_m^*; \quad i_{sq}^* = 0; \quad i_{sl}^* = 0;$ $i_{fd}^* = \frac{1}{l_m} \frac{r_s}{r_s + r_{fd}} \psi_m^*$
Минимум тока якоря при $\psi_m^* = \text{const}$	<p>Для СД с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением</p> $i_{sd}^* = 0; \quad i_{sq}^* = 0; \quad i_{sl}^* = 0;$ $i_{fd}^* = l_m^{-1} \psi_m^*; \quad i_{fq}^* = 0.$ <p>Для СД с продольным электромагнитным возбуждением</p> $i_{sd}^* = 0; \quad i_{sq}^* = 0; \quad i_{sl}^* = 0;$ $i_{fd}^* = l_m^{-1} \psi_m^*$

На рис. 10.5 приведены зависимости ψ_m^0 от электромагнитного момента при минимуме потерь и тока для СД с продольно-поперечным (графики 1 и 2), продольным (графики 3 и 4) электромагнитным возбуждением.

Рис. 10.5. Зависимости $v_{\psi_m}^0$ от электромагнитного момента

Оптимизатор режимов СД с постоянными магнитами. Для бесконтактного синхронного электропривода на основе СД с постоянными магнитами уравнения оптимизатора режимов принимают следующую форму:

$$\mathbf{I}_s^{G_r*} = \mathbf{R}_m^{G_r}(m^*, \mathbf{V}^*);$$

$$\mathbf{V}^* = \mathbf{I}_f^{G_r*} = \mathbf{V}^0 + \Delta \mathbf{V};$$

$$\mathbf{V}^0 = \mathbf{V}^0(m^*, \omega) = \mathbf{I}_f^{G_r^0}(m^*, \omega),$$

где $\mathbf{I}_f^{G_r^0}$ — вектор оптимальных фиктивных токов возбуждения, $\mathbf{I}_f^{G_r^0} = [i_{fd}^0, 0, 0]^T$. Соответствующая структурная схема оптимизатора режимов представлена на рис. 10.6.

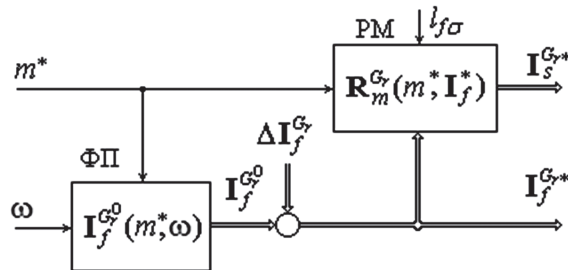


Рис. 10.6. Структурная схема ОР электропривода с СД ПМ

При однозвенной структуре характеристики оптимизатора режимов описываются вектор-функцией

$$\mathbf{I}_s^{G_r^*} = \mathbf{I}_s^{G_o} = \mathbf{I}_s^{G_o}(m^*, \omega)$$

в ортонормированном базисе $\overrightarrow{\mathbf{G}}_r$.

10.3. Математическое моделирование динамических и энергетических процессов оптимизированного синхронного электропривода

Структурная схема модели системы управления синхронного электропривода представлена на рис. 10.7, где использованы следующие обозначения: \mathcal{M} , Φ , \mathcal{R}_i , \mathcal{F}_{opt} , Φ и \mathcal{R}_ω — операторы моделей силовой части (ПЧ — СД), многомерного фильтра (Φ), регулятора токов (РТ), оптимизатора режимов (ОР), одномерного фильтра (ОФ) и регулятора скорости (РС).

Приведенная структурная схема обобщает случаи моделей систем управления электроприводов с СД ППЭВ и СД ПЭВ.

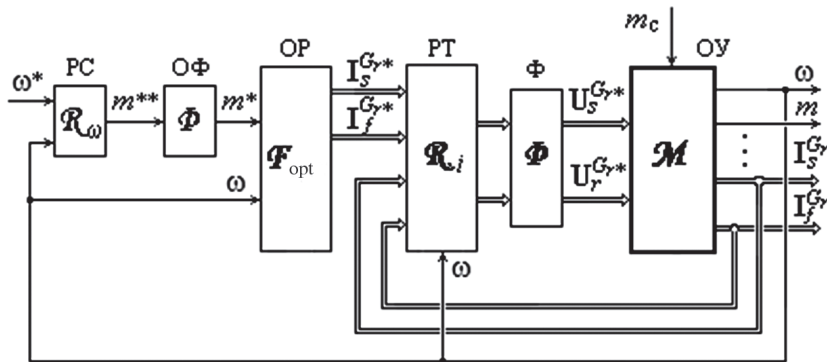


Рис. 10.7. Структурная схема модели САУ синхронного электропривода на основе двигателя с электромагнитным возбуждением

Структурная схема модели системы управления синхронного электропривода с СД с постоянными магнитами (СД ПМ) представлена на рис. 10.8.

Оптимизатор режимов в приведенных структурных схемах моделей согласует задания для внутренних САР токов с заданием на электромагнитный момент двигателя так, чтобы при любых значениях скорости и момента нагрузки обеспечить оптимальный в смысле выбранного критерия режим работы электропривода.

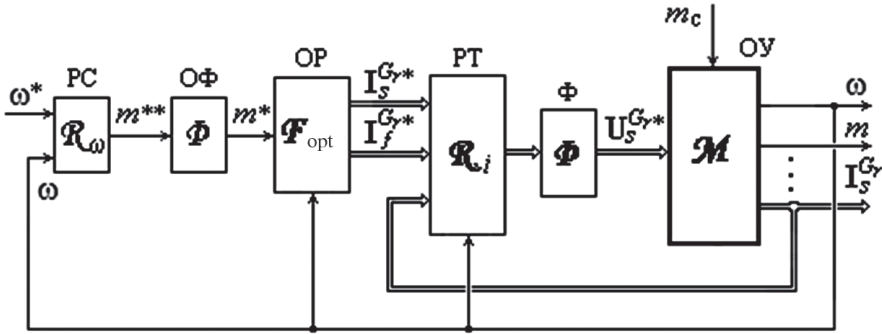


Рис. 10.8. Структурная схема модели САУ электропривода с СД ПМ

Силовая часть. В качестве примера рассмотрим силовую часть электропривода с синхронным двигателем без демпферных клеток. В этом случае уравнения силовой части синхронного электропривода с идеализированными моделями силовых преобразователей имеют следующий вид:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{U}_s^{Gr} &= \mathbf{K}_{пч} \mathbf{U}_s^{Gr*} ; \\
 \mathbf{U}_f^{Gr} &= \mathbf{K}_{птт} \mathbf{U}_f^{Gr*} ; \\
 \mathbf{U}_s^{Gr} &= T_6 p \Psi_s^{Gr} + \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 \mathbf{U}_f^{Gr} &= T_6 p \Psi_f^{Gr} + \mathbf{R}_f^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\
 \Psi_j^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + \mathbf{L}_{j\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_j^{Gr}, \quad (j = f, s) ; \\
 \Psi_m^{Gr} &= \mathbf{F}_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr} ; \\
 \mathbf{I}_m^{Gr} &= \mathbf{C} \mathbf{I}_s^{Gr} + \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\
 m &= \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr} ; \quad m - m_A = T_j p \omega ,
 \end{aligned} \tag{10.2}$$

где $\mathbf{K}_{пч}$ и $\mathbf{K}_{птт}$ — диагональные матрицы коэффициентов усиления идеализированных преобразователя частоты и преобразователей постоянного тока.

Другим примером может служить модель силовой части электропривода с СД ПМ. С учетом идеализации преобразователя частоты она описывается системой векторно-матричных уравнений:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{U}_s^{Gr} &= \mathbf{K}_{пч} \mathbf{U}_s^{Gr*} ; \\
 \mathbf{U}_s^{Gr} &= T_6 p \Psi_s^{Gr} + \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr} + \mathbf{R}_s^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ;
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \Psi_s^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + L_{s\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_s^{Gr} ; \\
 \Psi_{fo}^{Gr} &= \Psi_m^{Gr} + L_{f\sigma}^{Gr} \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\
 \Psi_m^{Gr} &= \mathbf{F}_m^{Gr} \mathbf{I}_m^{Gr} ; \\
 \mathbf{I}_m^{Gr} &= \mathbf{C} \mathbf{I}_s^{Gr} + \mathbf{I}_f^{Gr} ; \\
 m &= \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr} \bullet \mathbf{I}_s^{Gr} ; m - m_c = T_j p \omega ,
 \end{aligned}
 \tag{10.3}$$

где $\mathbf{K}_{пч}$ — диагональная матрица коэффициентов усиления идеализированного преобразователя частоты.

Регуляторы токов. Для синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением регулятор токов с фильтром на выходе описывается системой векторно-матричных уравнений вида:

$$\begin{aligned}
 T_i p \mathbf{I}_{jR}^{Gr*} &= (\mathbf{I}_j^{Gr*} - \mathbf{I}_j^{Gr}), \quad j = s, f ; \\
 \mathbf{I}_m^{Gr*} &= \mathbf{C} \mathbf{I}_{sR}^{Gr*} + \mathbf{I}_{fR}^{Gr*} ; \\
 \Psi_m^{Gr*} &= \mathbf{F}_m^{Gr*} \mathbf{I}_m^{Gr*} ; \\
 \Psi_j^{Gr*} &= \Psi_m^{Gr*} + L_{j\sigma}^{Gr*} \mathbf{I}_j^{Gr*}, \quad j = s, f ; \\
 \mathbf{U}_s^{Gr**} &= T_6 p \Psi_s^{Gr*} + \omega \mathbf{B} \Psi_s^{Gr*} + \mathbf{R}_s^{Gr*} \mathbf{I}_{sR}^{Gr*} ; \\
 \mathbf{U}_f^{Gr**} &= T_6 p \Psi_f^{Gr*} + \mathbf{R}_f^{Gr*} \mathbf{I}_{fR}^{Gr*} ; \\
 \mathbf{T}_{j\mu} p \mathbf{U}_j^{Gr*} + \mathbf{U}_j^{Gr*} &= \mathbf{U}_j^{Gr**}, \quad j = s, f ,
 \end{aligned}$$

где T_i — постоянная интегрирования регулятора, $T_i = 2 T_\mu$; \mathbf{I}_j^{Gr*} — вектор заданных токов якоря ($j = s$) и индуктора ($j = f$), $\mathbf{I}_s^{Gr*} = [i_{sd}^* i_{sq}^* i_{sl}^*]^T$ и $\mathbf{I}_f^{Gr*} = [i_{fd}^* i_{fq}^* 0]^T$; $\mathbf{T}_{j\mu}$ — диагональная матрица некомпенсируемых постоянных времени по каналам регулирования преобразованных токов якоря и индуктора, $\mathbf{T}_{s\mu} = \text{diag}[T_{s\mu d} T_{s\mu q} T_{s\mu l}]$, $\mathbf{T}_{f\mu} = \text{diag}[T_{f\mu d} T_{f\mu q} 0]$; \mathbf{U}_s^{Gr*} и \mathbf{U}_f^{Gr*} — векторы сигналов управления преобразователями, $\mathbf{U}_s^{Gr*} = [u_{sd}^* u_{sq}^* u_{sl}^*]^T$ и $\mathbf{U}_f^{Gr*} = [u_{fd}^* u_{fq}^* 0]^T$. На рис. 10.9 представлена структурная схема регулятора токов синхронного электропривода, где некомпенсируемые постоянные времени по каналам регулирования преобразованных токов якоря и индуктора приняты равными T_μ .

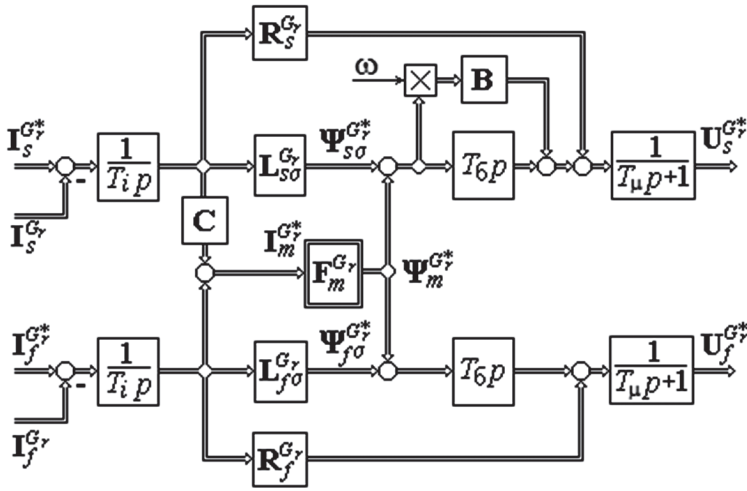


Рис. 10.9. Структурная схема регулятора токов синхронного электропривода

Обратим внимание на особенность структуры регулятора токов, полученной по методике синтеза многомерных нелинейных систем [19, 23]. В замкнутых системах с регулированием по отклонению регулятор токов классифицируется как последовательное многомерное нелинейное корректирующее звено, решающее следующие задачи: подавление высокочастотных помех, компенсация влияния многомерного нелинейного звена токов объекта регулирования; обеспечение астатизма по управляющим воздействиям и оптимизация динамических характеристик САР токов.

Структура регулятора токов СД ПМ задается уравнениями

$$\begin{aligned}
 T_i p \mathbf{I}_{sR}^{G_r*} &= (\mathbf{I}_s^{G_r*} - \mathbf{I}_s^{G_r}); \\
 \mathbf{I}_m^{G_r*} &= \mathbf{C} \mathbf{I}_{sR}^{G_r*} + \mathbf{I}_f^{G_r*}; \\
 \Psi_m^{G_r*} &= \mathbf{F}_m^{G_r*} \mathbf{I}_m^{G_r*}; \\
 \Psi_s^{G_r*} &= \Psi_m^{G_r*} + \mathbf{L}_{s\sigma}^{G_r*} \mathbf{I}_{sR}^{G_r*}; \\
 \Psi_{fo}^{G_r*} &= \Psi_m^{G_r*} + \mathbf{L}_{f\sigma}^{G_r*} \mathbf{I}_f^{G_r*}; \\
 \mathbf{U}_s^{G_r**} &= T_6 p \Psi_s^{G_r*} + \omega \mathbf{B} \Psi_s^{G_r*} + \mathbf{R}_s^{G_r*} \mathbf{I}_{sR}^{G_r*}; \\
 \mathbf{T}_{s\mu} p \mathbf{U}_s^{G_r*} + \mathbf{U}_s^{G_r*} &= \mathbf{U}_s^{G_r**}.
 \end{aligned} \tag{10.4}$$

Особенность регулятора токов СД ПМ состоит в том, что при построении его алгоритма вводятся фиктивные токи возбуждения, учитывающие намагничивающую силу постоянных магнитов. На рис. 10.10 представлена структурная схема регулятора токов якоря, где приняты $T_{sud} = T_{sq} = T_{sl} = T_\mu$ и $T_i = 2T_\mu$.

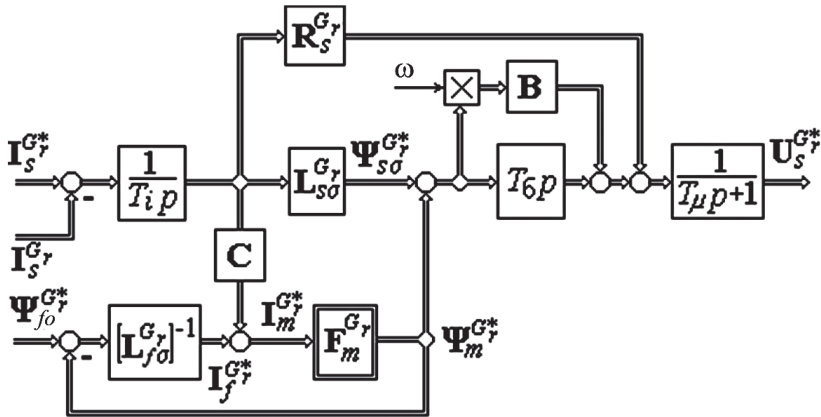


Рис. 10.10. Структурная схема регулятора токов якоря электропривода с СД ПМ

Регулятор токов реактивного СД с анизотропией ротора описывается уравнениями следующего вида:

$$T_i p \mathbf{I}_{sR}^{G_r*} = (\mathbf{I}_s^{G_r*} - \mathbf{I}_s^{G_r});$$

$$\mathbf{I}_m^{G_r*} = \mathbf{C} \mathbf{I}_{sR}^{G_r*};$$

$$\Psi_m^{G_r*} = \mathbf{F}_m^{G_r*} \mathbf{I}_m^{G_r*};$$

$$\Psi_s^{G_r*} = \Psi_m^{G_r*} + \mathbf{L}_{s\sigma}^{G_r*} \mathbf{I}_{sR}^{G_r*};$$

$$\mathbf{U}_s^{G_r**} = T_6 p \Psi_s^{G_r*} + \omega \mathbf{B} \Psi_s^{G_r*} + \mathbf{R}_s^{G_r*} \mathbf{I}_{sR}^{G_r*};$$

$$\mathbf{T}_{s\mu} p \mathbf{U}_s^{G_r*} + \mathbf{U}_s^{G_r*} = \mathbf{U}_s^{G_r**}.$$

Этим уравнениям соответствует структурная схема регулятора тока, приведенная на рис. 10.11.

$$\mathbf{I}_f^{G_r^*} = [\zeta_N^{-1} m^* (\psi_m^* \sin \psi_m^*)^{-1} \ 0 \ 0]^T;$$

$$\mathbf{I}_s^{G_r^*} = \mathbf{I}_m^{G_r^*} - \mathbf{I}_f^{G_r^*}.$$

Алгоритмы регуляторов электромагнитного момента, реализующих законы управления при постоянстве потока, могут быть построены на основе уравнений:

$$\Psi_m^{G_r^*} = \psi_m^* [\cos \psi_m^* \ \sin \psi_m^* \ 0]^T;$$

$$\Psi_s^{G_r^*} = [-l_{s\sigma} \zeta_N^{-1} m^* (\psi_m^* \sin \psi_m^*)^{-1} \ 0 \ 0]^T;$$

$$\mathbf{I}_m^{G_r^*} = [\mathbf{F}_m^{G_r^*}]^{-1} \Psi_m^{G_r^*};$$

$$\mathbf{I}_s^{G_r^*} = l_{s\sigma}^{-1} (\Psi_s^{G_r^*} - \Psi_m^{G_r^*});$$

$$\mathbf{I}_r^{G_r^*} = \mathbf{I}_m^{G_r^*} - \mathbf{I}_s^{G_r^*}.$$

Регулятор электромагнитного момента для электропривода с СД ПМ описывается уравнениями вида:

$$\Psi_m^{G_r^*} = \begin{bmatrix} \psi_{fo}^* - l_{f\sigma} i_{fd}^* \\ \zeta_N^{-1} (i_{fd}^*)^{-1} m^* \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{I}_m^{G_r^*} = [\mathbf{F}_m^{G_r^*}]^{-1} \Psi_m^{G_r^*};$$

$$\mathbf{I}_s^{G_r^*} = \mathbf{I}_m^{G_r^*} - \mathbf{I}_r^{G_r^*}.$$

Регуляторы электромагнитного момента явнополюсных СД. Структуры регуляторов момента явнополюсных синхронных двигателей должны учитывать наличие реактивной составляющей электромагнитного момента. Так, уравнения регулятора момента для электропривода с явнополюсным СД ПЭВ в этом случае принимают следующий вид:

$$\Psi_m^{Gr^*} = \mathbf{F}_m^{Gr^*} \mathbf{I}_m^{Gr^*};$$

$$m_{яп}^* = \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr^*} \bullet \mathbf{I}_m^{Gr^*};$$

$$\mathbf{I}_f^{G_r^*} = [\zeta_N^{-1} (m^* - m_{яп}^*) / \psi_{mq}^* \ 0 \ 0]^T;$$

$$\mathbf{I}_s^{G_r^*} = \mathbf{I}_m^{G_r^*} - \mathbf{I}_f^{G_r^*}.$$

Регулятор электромагнитного момента для электропривода с явно-полюсным СД ПМ описывается уравнениями:

$$\begin{aligned}\Psi_m^{Gr*} &= \mathbf{F}_m^{Gr*} \mathbf{I}_m^{Gr*} = \mathbf{F}_m^{Gr*} \begin{bmatrix} i_m^* \cos \vartheta_{i_m}^* \\ i_m^* \sin \vartheta_{i_m}^* \\ 0 \end{bmatrix}; \\ m_{яп}^* &= \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr*} \bullet \mathbf{I}_m^{Gr*}; \\ \mathbf{I}_f^{Gr*} &= [\zeta_N^{-1} (m^* - m_{яп}^*) / \psi_{mq}^* \ 0 \ 0]^T; \\ \psi_{fdo}^* - (\psi_{md}^* + l_{f\sigma} i_{fd}^*) &= 0; \\ \mathbf{I}_s^{Gr*} &= \mathbf{I}_m^{Gr*} - \mathbf{I}_f^{Gr*}.\end{aligned}$$

Оператор электромагнитного момента САУ электропривода с синхронным реактивным двигателем раскрывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned}\Psi_m^{Gr*} &= \mathbf{F}_m^{Gr*} \mathbf{I}_m^{Gr*} = \mathbf{F}_m^{Gr*} \begin{bmatrix} i_m^* \cos \vartheta_{i_m}^* \\ i_m^* \sin \vartheta_{i_m}^* \\ 0 \end{bmatrix}; \\ m^* &= \zeta_N \mathbf{B} \Psi_m^{Gr*} \bullet \mathbf{I}_m^{Gr*}; \\ \mathbf{I}_s^{Gr*} &= \mathbf{I}_m^{Gr*}.\end{aligned}$$

Важно заметить, что приведенные уравнения регуляторов электромагнитного момента для двигателей с разным типом систем возбуждения дают представление о свойствах оператора электромагнитного момента. По своей сути операторы регуляторов электромагнитного момента для систем управления электроприводов с синхронными двигателями без демпферных клеток и при пренебрежении влиянием вихревых токов при математическом моделировании представляют собой нелинейные векторные функции от электромагнитного момента (m^*) и вектора управлений $\mathbf{V}^* = \mathbf{V}^0$.

Регулятор скорости. Уравнения регулятора РС и фильтра ОФ аналогичны (8.9)–(8.12).

Условия моделирования. Моделирование переходных процессов выполнено для оптимизированных электроприводов с неявнополюсным СД ППЭВ мощностью 116 кВт. В принятой системе относительных единиц двигатель имеет следующие значения параметров:

$r_s = 0,024$, $l_{s\sigma} = 0,075$, $r_{fd} = 0,035$, $r_{fq} = 0,025$, $l_{fd\sigma} = 0,175$, $l_{fq\sigma} = 0,075$,
 $l_m = 2,08$; $T_j = 0,72$ с; $T_\sigma = 0,0032$ с. При расчете процессов были заданы $T_\mu = 0,001$ с, $T_i = 2T_\mu$, $T_m = 0,004$ с и $T_\omega = 2(T_i + T_m)$. Оптимизация режимов СД ППЭВ проводилась по минимуму суммарных потерь мощности как при переменном, так и при постоянном магнитном потоке. При оптимизации режимов при переменном потоке использовался однозвенный вариант оптимизатора режимов. Характеристики оптимизатора для этого случая приведены на рис. 10.12.

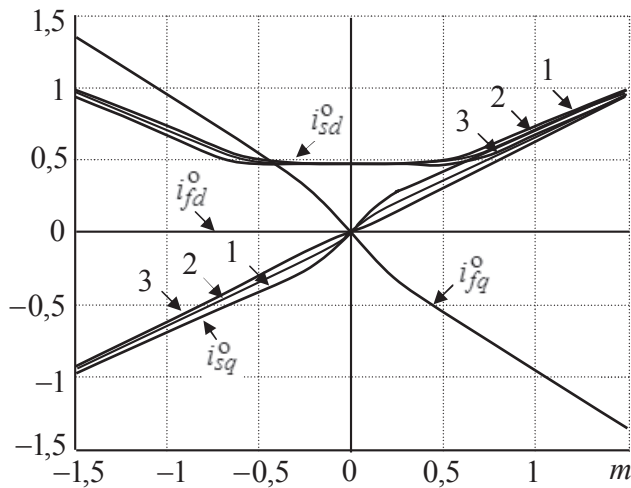


Рис. 10.12. Характеристики оптимизатора режимов СД ППЭВ при минимуме потерь:

1 — при $\omega = 1$; 2 — при $\omega = 0$; 3 — при $\omega = 1,2$

Для снижения форсировок напряжений силовых преобразователей при быстро изменяющихся управляющих и возмущающихся воздействиях характеристики оптимизатора режимов скорректированы в области малых нагрузок. При реализации этих характеристик использовалась двумерная табличная интерполяция. Сигнал ω^* на входе САР скорости формировался задатчиком интенсивности.

Динамические процессы в оптимизированном электроприводе с СД ППЭВ при переменном магнитном потоке. На рис. 10.13 и 10.14 приведены переходные процессы электропривода при пуске (а), набросе и сбросе нагрузки (б) с пропорциональным и пропорционально-интегральными регуляторами скорости.

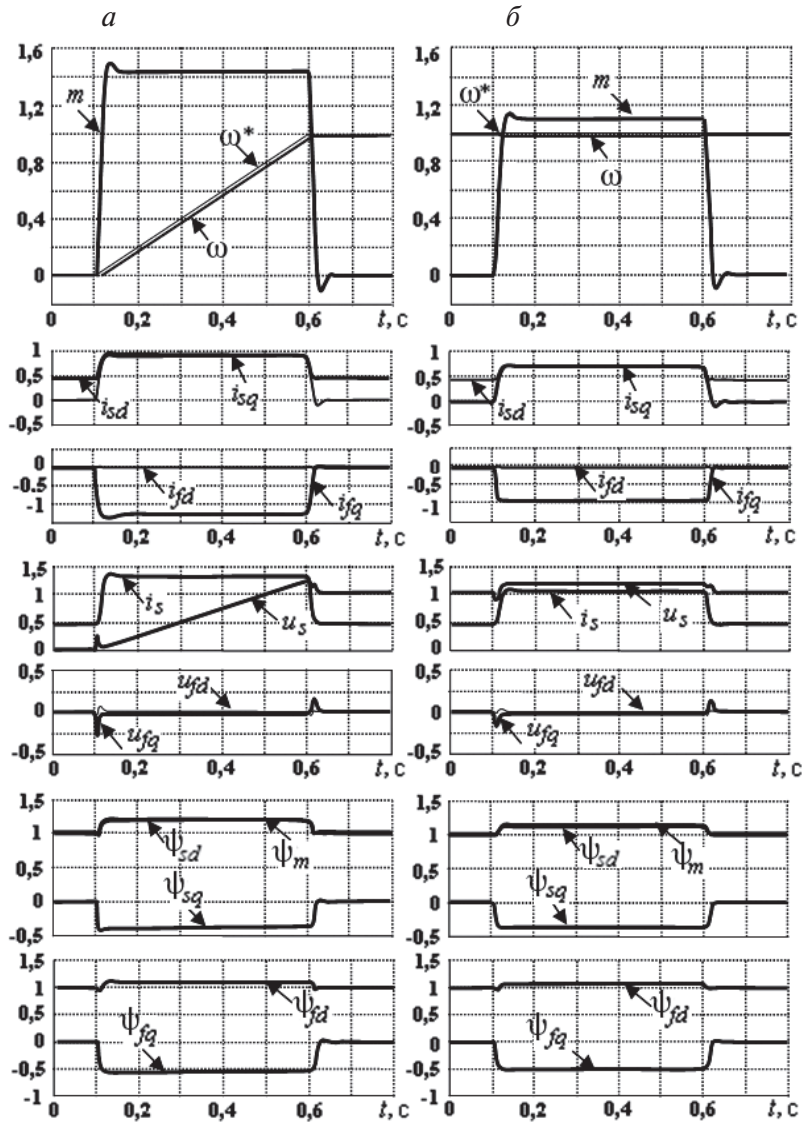


Рис. 10.13. Переходные процессы при пуске (а), набросе и сбросе нагрузки (б) синхронного электропривода с П-регулятором скорости

Основные показатели переходных процессов по скорости и моменту ($t_{m\text{п}}$, t_m , t_z , $\sigma_{m\text{п}}$, $\Delta\omega_{\text{дин}}$ и $\Delta\omega_{\text{дин max}}$) близки к типовым процессам систем подчиненного регулирования.

Отметим важную особенность протекания процессов в оптимизированном синхронном электроприводе с неявнополюсным СД ППЭВ при неравных приведенных сопротивлениях обмоток продольного

и поперечного возбуждения. Как в переходных, так и в установившихся режимах электропривода значительную роль в создании результирующего намагничивающего тока (главного потокосцепления) играют токи продольной реакции якоря i_{sd} и поперечной обмотки возбуждения $i_{fq}(t)$. Так, при пуске (см. рис. 10.13, а) продольная составляющая тока якоря $i_{sd} = 0,937$, поперечная составляющая тока якоря $i_{sq} = 0,923$, а ток поперечной обмотки возбуждения $i_{fq}(t) = -1,306$. В то же время ток продольной обмотки возбуждения практически равен нулю.

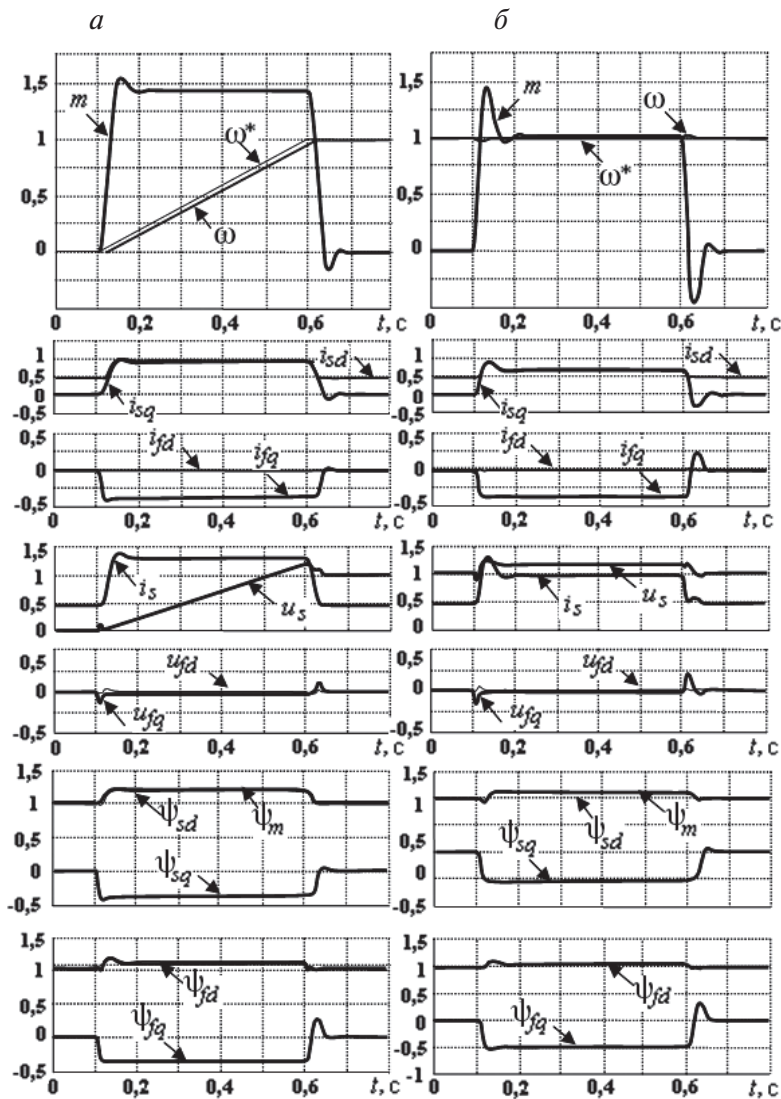


Рис. 10.14. Переходные процессы при пуске (а), набросе и сбросе нагрузки (б) синхронного электропривода с ПИ-регулятором скорости

При набросе нагрузки (см. рис. 10.13, б) продольная и поперечная составляющие тока якоря примерно равны ($i_{sd} = i_{sq} = 0,744$), а ток поперечной обмотки возбуждения ($i_{fq}(t) = -1,04$) превалирует над поперечной реакцией якоря.

Выявленная особенность распределения токов синхронного двигателя объясняется тем, что в оптимальном режиме функции ортогонально размещенных обмоток возбуждения априори не определены и в создании основного потока принимает участие та из обмоток, которая обладает меньшим приведенным сопротивлением. В рассматриваемом примере $r_{fd} > r_{fq}$. Именно поэтому поперечная обмотка взяла на себя основную функцию в создании магнитного потока. На практике же в сетевых неявнополюсных СД ППЭВ исходя из геометрии индуктора невозможно однозначно идентифицировать одну из обмоток возбуждения как продольную, а другую — как поперечную. В этой связи продольной принято называть ту из обмоток возбуждения, которую используют для создания основного потока, а поперечной считается другая обмотка, предназначенная для компенсации поперечной реакции якоря. Реализация этих функций обеспечивается соответствующими схемами питания обмоток и не зависит от соотношения их параметров, которые в общем случае могут быть различными [24].

На рис. 10.13 и 10.14 представлены графики изменения во времени модулей векторов напряжений (u_s) и токов (i_s) обмотки якоря, а также напряжения обмоток возбуждения (u_{fd} и u_{fq}). При пуске форсировка напряжения обмотки якоря не превышает 20 % базовой величины. Форсировка напряжения при набросе нагрузки зависит от типа регулятора скорости. В электроприводе с однократно-интегрирующей САР скорости форсировка по напряжению обмотки якоря практически отсутствует. В то же время в электроприводе с двукратно-интегрирующей САР скорости превышение напряжения от установившегося значения при $\omega = 1$ и $m = 1$ составляет порядка 7 %.

Энергетические характеристики электропривода с СД. Оценка энергетической эффективности режимов синхронных электроприводов проведена по потерям энергии в переходных процессах:

$$\Delta w = \int_0^{t_{н.п}} \Delta p(t) dt ,$$

$$\Delta p(t) = \sum_{j=s,f} \Delta p_{эл j}(t) + \Delta p_{магн s}(t),$$

где $\Delta p_{эл j}$ и $\Delta p_{магн s}$ — электрические и магнитные потери.

Оптимизация режимов двигателя осуществлялась по минимуму потерь при переменном и постоянном потоках, а также минимуму тока якоря при постоянном потоке.

На рис. 10.15 и 10.16 показаны диаграммы $\Delta p(t)$ синхронного электропривода с СД ППЭВ при оптимизации двигателя по минимуму потерь при переменном (сплошная линия) и постоянном (пунктирная линия) потоке. Они характеризуют энергетику электропривода при пуске (а), набросе и сбросе нагрузки (б) в системах управления с пропорциональным и пропорционально-интегральным регуляторами скорости (см. рис. 10.13 и 10.14).

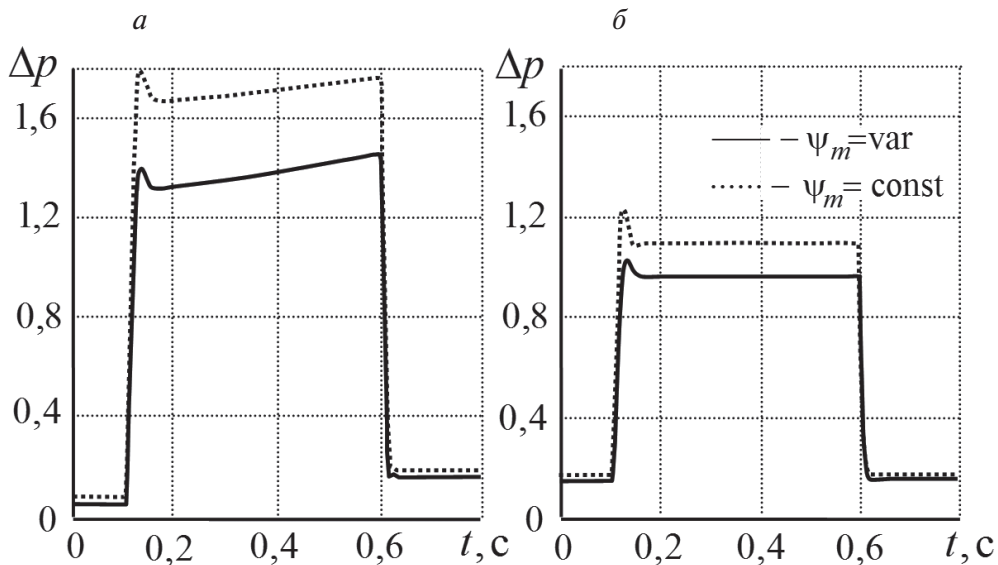


Рис. 10.15. Диаграммы потерь при работе СД ППЭВ с постоянным и переменным магнитным потоком в электроприводе с П-регулятором скорости

На рис. 10.15 приведены диаграммы двигателя, формируемые системой управления с пропорциональным регулятором скорости. Как видно, оптимальное управление потоком дает снижение потерь в двигателе, что создает ресурс для увеличения момента в динамических режимах работы привода.

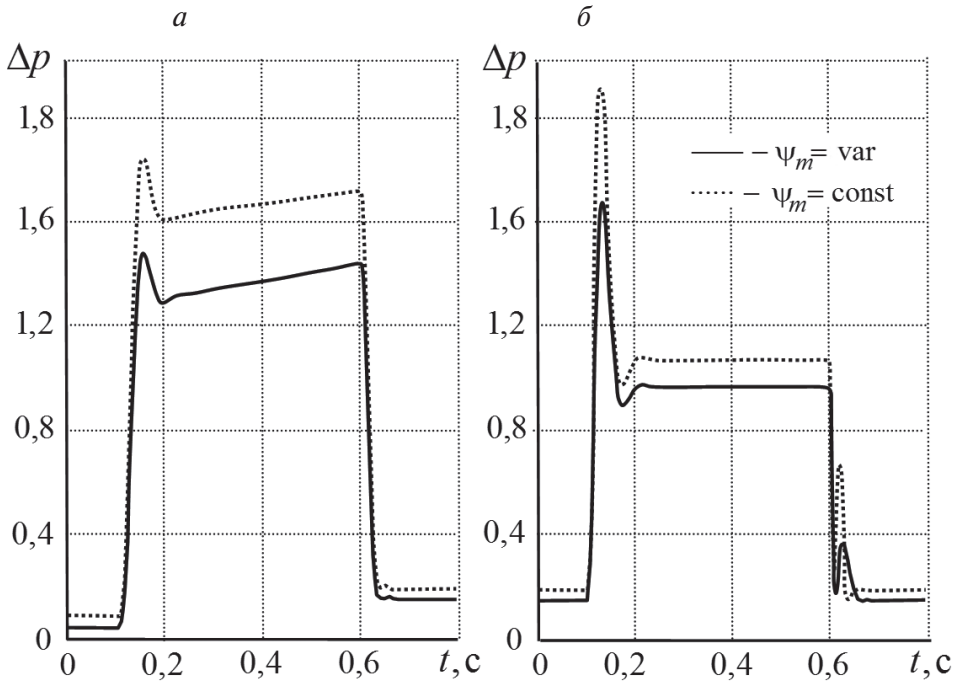


Рис. 10.16. Диаграммы потерь при работе СД ППЭВ с постоянным и переменным магнитным потоком в электроприводе с ПИ-регулятором скорости

Аналогичный результат (рис. 10.16) достигается в случае использования пропорционально-интегрального регулятора скорости с настройкой контура скорости на симметричный оптимум.

На рис. 10.17 приведена диаграмма, построенная по результатам расчета Δw при пуске электропривода с тремя различными фиксированными значениями реактивного момента ($m_c = 0,2m_{\text{ном}}$, $0,6m_{\text{ном}}$ и $m_{\text{ном}}$).

Видно, что с увеличением m_c эффективность режима минимума потерь при переменном потоке растет. Так, при пуске электропривода с нагрузкой $m_c = 0,2m_{\text{ном}}$ потери энергии в режиме минимума тока при постоянстве $\Psi_m = \Psi_{m_{\text{ном}}}$ в 1,3 раза больше потерь энергии в режиме минимума потерь при переменном потоке, а при пуске с номинальной нагрузкой — в 1,4 раза. В то же время режимы минимума потерь и минимума тока якоря при $\Psi_m = \Psi_{m_{\text{ном}}}$ по этому же показателю практически равноценны.

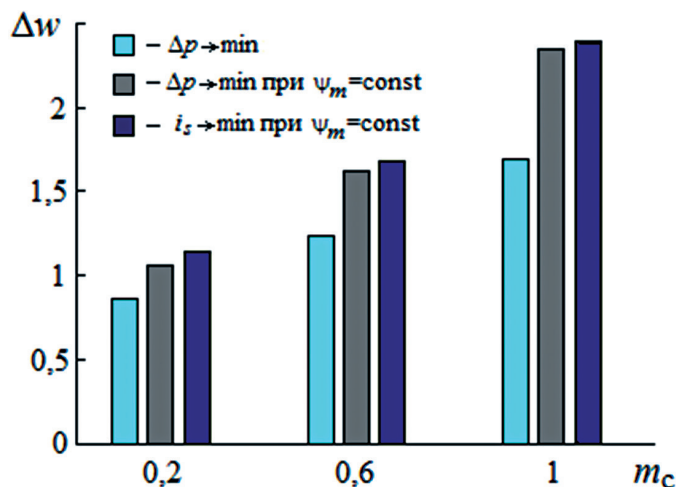


Рис. 10.17. Диаграммы мощности потерь энергии при пуске с различным моментом статической нагрузки

Эффективность режима минимума потерь при переменном потоке наблюдается также при увеличении ускорения (темпа разгона электропривода). На рис. 10.18 приведены результаты расчета потерь энергии при пуске электропривода с ускорениями $A = 1, 2$ и 4 с^{-1} , что соответствует времени нарастания выходного сигнала задатчика интенсивности до значения скорости $\omega = \omega_{\text{ном}}$ за время 1, 0,5 и 0,25 с.

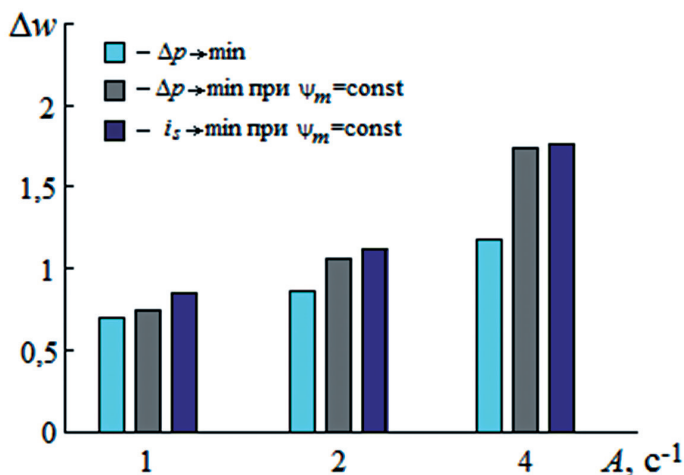


Рис. 10.18. Диаграммы мощности потерь энергии при пуске с различным темпом

На рис. 10.19 представлены зависимости $\Delta\tilde{w}(A)$, характеризующие влияние параметра задатчика интенсивности $A = d\omega^* / dt$ и момента статической нагрузки m_c на энергетические затраты в режиме пуска при реализации в синхронном электроприводе законов управления по минимуму тока якоря и минимуму потерь при постоянстве потока (кривые 1, 3 и 2, 4 соответственно).

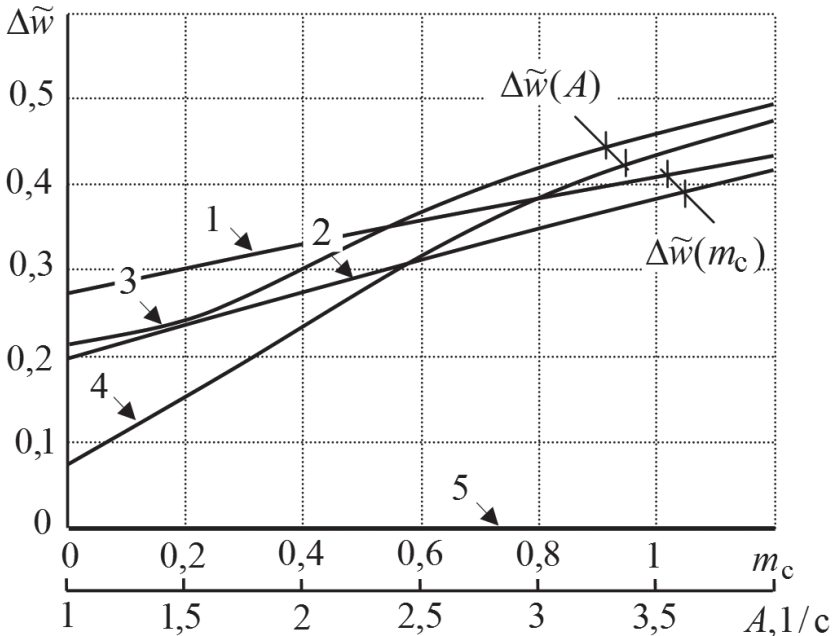


Рис. 10.19. К оценке эффективности оптимизации режимов при пуске

Видно, что недоиспользованный ресурс оптимизации режимов СД ППЭВ при постоянстве главного магнитного потока возрастает с увеличением как темпа разгона, так и момента статической нагрузки. Например, при темпе $A = 1$ 1/с (время пуска 1 с) потери энергии при реализации управления по минимуму тока якоря при постоянном потоке возросли по отношению к потерям при минимуме потерь при переменном потоке более чем на 20 %, а при $A = 4$ 1/с (время пуска 0,25 с) — на 50 %.

Таким образом, оптимизация режимов СД ППЭВ по минимуму потерь при переменном магнитном потоке дает ощутимый энергетический эффект (зависимость 5, соответствующая $\Delta\tilde{w}(A) = 0$). В то же вре-

мя видим, что с увеличением статической нагрузки либо темпа разгона различие между режимами оптимизации по минимуму потерь и минимуму тока якоря при постоянстве потока уменьшается. Наблюдаемая закономерность объясняется увеличением доли электрических потерь в обмотке якоря по отношению к магнитным потерям и электрическим потерям в обмотках возбуждения.

Резюме главы 10

При разработке оптимизаторов режимов для синхронных двигателей можно ориентироваться также на описанные в предыдущих главах подходы. При этом следует обратить внимание на конструктивные особенности синхронных двигателей, которые, как видно из приведенных уравнений, оказывают существенное влияние на сложность алгоритмов оптимизаторов режимов СД.

Важным остается вопрос обеспечения типовых динамических характеристик электропривода при оптимизации режимов синхронных двигателей при переменном потоке. Здесь также можно использовать принцип ограничения потока снизу путем коррекции соответствующих характеристик оптимизаторов режимов.

При реализации законов оптимального управления при постоянном потоке в алгоритмах следует предусматривать условия разрешения неопределенности в точке идеального холостого хода.

Сравнительная оценка энергетического эффекта оптимизации режимов синхронного двигателя с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением по минимуму потерь при переменном и постоянном потоках, а также минимуму тока якоря при постоянном потоке показывает практическую целесообразность реализации управления по минимуму потерь при переменном потоке в синхронных электроприводах, работающих в переходных режимах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Адкинс В.А. Общая теория электрических машин : пер. с англ. М. ; Л. : Госэнергоиздат, 1960. 272 с.
2. Алексеев А. Е., Пармас А.-Я. Ю. Получение заданных тяговых характеристик локомотива с асинхронным двигателем // Тр. ЛИИЖД. Вып. 261. Л. : Транспорт, 1967. С. 46–53.
3. Ахматов М. Г. Синхронные машины. М. : Высш. шк., 1984. 135 с.
4. Оптимальный закон частотного управления, обеспечивающий минимизацию потерь в асинхронном двигателе / В. А. Барский [и др.] // Электроприводы переменного тока : тр. XI Науч.-техн. конф. ЭПРТ-98 (24–26 февр. 1998 г.). Екатеринбург : УГТУ, 1998. С. 108–112.
5. Богопольский Б.Х. Частотное регулирование момента двигателя шахтных подъемных машин // Горн. механика. М., 1970. С. 78–84.
6. Автоматически регулируемый по скорости электропривод с асинхронизированным синхронным двигателем / И. В. Бородин, А. М. Вейнгер, И. М. Серый [и др.] // Электричество. 1975. № 7. С. 41–46.
7. Влияние колебаний напряжения питающей сети на работу регулируемого по скорости электропривода с асинхронизированным синхронным двигателем / И. В. Бородин, А. М. Вейнгер, А. А. Кленов [и др.] // Электротехническая промышленность. Сер. : Электропривод. 1975. Вып. 2 (37). С. 1–4.
8. Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемая машина переменного тока. М. : Наука, 1969. 140 с.
9. Боченков Б. Н., Филюшов Ю. П. Алгоритм управления, обеспечивающий желаемое сочетание энергетических и динамических

- свойств электропривода переменного тока // Электротехника. 2006. № 11. С. 53–61.
10. Боченков Б. Н., Филюшов Ю. П. Решение задачи предельного и качественного управления в электроприводах переменного тока // Электротехника. 2006. № 11. С. 44–53.
11. Браславский И. Я., Ишматов З. Ш., Поляков В. Н. Энергосберегающий асинхронный электропривод : учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / под ред. И. Я. Браславского. М. : Издательский центр «Академия», 2004. 256 с.
12. Бродовский В. Н., Иванов Е. С. Асинхронная машина с короткозамкнутым ротором при частотно-токовым управлении // Изв. АН СССР. Энерг. и трансп.. 1971. № 3. С. 67–76.
13. Бродовский В. Н., Иванов Е. С. Приводы с частотно-токовым управлением. М. : Энергия, 1974. 169 с.
14. Брынский Е. А., Данилевич Я. Б., Яковлев В. И. Электромагнитные поля в электрических машинах. Ленинград : Энергия, 1963. 220 с.
15. Булгаков А. А. Частное управление асинхронными электродвигателями. 2-е изд., доп. М. : Наука, 1966. 297 с.
16. Вакуленко К. Н., Агабабян Э. М. Об оптимальном регулировании асинхронного двигателя // Электромашиностроение и электрооборудование. Харьков : ХГУ, 1965. Вып. 1. С. 92–98.
17. Вакуленко К. Н. Определение оптимальных режимов автономной системы переменного тока // Изв. вузов. Электромеханика. 1962. № 8. С. 876–881.
18. Вейнгер А. М., Серый И. М., Янко-Триницкий А. А. Автоматически регулируемый по скорости реверсивный электропривод с асинхронизированным синхронным двигателем // Электротехническая промышленность. Сер. : Электропривод. 1984. Вып. 6 (128). С. 4–7.
19. Вейнгер А. М. Обобщение принципа подчиненного регулирования с последовательной коррекцией // Изв. АН СССР. Техническая кибернетика. 1977. № 1. С. 185–192.
20. Вейнгер А. М., Родионов И. Е., Черепанов С. Ю. Оптимизация режимов частотно-управляемых синхронных двигателей комбинированного возбуждения // Регулир. электродвигатели перемен. тока : Всес. науч.-техн. совещ. (Владимир–Суздаль, 10–13 марта, 1987). Владимир, 1987. С. 16–17.

21. Вейнгер А. М. Перспективы регулируемых электроприводов переменного тока большой мощности // Труды IV Международной (XV Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу «Автоматизированный электропривод в 21 веке : пути развития» (АЭП-2004, Магнитогорск, 14–17 сентября 2004 г.). Ч. 1. С. 32–37.
22. Вейнгер А. М. Подчиненное регулирование для частотного электропривода с синхронным двигателем // Электротехническая промышленность. Сер. : Электропривод. 1974. Вып. 9 (35). С. 7–10.
23. Вейнгер А. М., Петрухновский С. И. Принцип подчиненного регулирования с последовательной коррекцией для сложных объектов // Электротехническая промышленность. Сер. : Электропривод. 1974. Вып. 8 (34). С. 18–21.
24. Вейнгер А. М. Регулируемый синхронный электропривод. М. : Энергоатомиздат, 1985. 224 с.
25. Формирование целесообразных режимов частотно-управляемых синхронных двигателей при двухзонном регулировании скорости / А. М. Вейнгер, В. В. Михайлов, К. Г. Садчиков [и др.] // Электротехническая промышленность. Сер. : Электропривод. 1984. Вып. 1 (123). С. 6–8.
26. Вейнгер А. М., Михайлов В. В., Серый М. Частотно-управляемый синхронный двигатель с двухзонным регулированием скорости // Регулир. электродвигатели перемен. тока : Всес. науч.-техн. совещ. «Владимир–Суздаль, 10–13 марта, 1987). Владимир, 1987. С. 16.
27. Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. Иваново : ГОУВПО «Ивановский гос. энергетический ун-т им. В. И. Ленина», 2008. 321 с.
28. Волков А. В., Скалько Ю. С. Оптимальное по минимуму общих потерь мощности управление частотно-регулируемым асинхронным электроприводом с АИН-ШИМ // Электротехника. 2008. № 9. С. 21–33.
29. Управление асинхронным двигателем электроподвижного состава при стабилизации относительной угловой частоты скольжения ротора / А. Г. Вольвич, Ю. А. Орлов, И. Л. Таргонский [и др.] // Изв. вузов. Электромеханика. 2008. № 2. С. 65–68.

30. Оптимальное управление частотно-управляемым приводом по минимуму потерь при произвольной нагрузке / П. Д. Гаврилов, Е. К. Ещин, В. А. Грасс, Г. И. Ивонич [и др.] // Изв. вузов. Электромеханика. 1973. № 9. С. 1004–1008.
31. Гаращенко Ю. И. Об оптимальном законе частотного управления асинхронным двигателем // Труды Северо-Западного заочного политехнического института. 1972. № 19. С. 10–13.
32. Энергосберегающая модификация векторного управления асинхронного двигателя / А. Г. Гарганеев [и др.] // Известия Томского политехнического университета. 2005. Т. 308. № 7. С. 130–134.
33. Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины. Ленинград; М. : Гос. энергетическое изд-во, 1950. 551 с.
34. Гуляев И. В., Тутаев Г. М. Математическая модель динамических процессов в обобщенной электромеханической системе с учетом потерь в стали и насыщения магнитной цепи // Сборник материалов V международной (XVI Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводу ЭАП-2007 (18–21 сент. 2007 г. Санкт-Петербург). СПб., 2007. С. 256–259.
35. Демирчан К. С., В. Л. Чечурин. Машинные расчеты электромагнитных полей. М. : Высш. шк., 1986. 240 с.
36. Домбровский В. В. Справочное пособие по расчету электромагнитных полей в электрических машинах. Ленинград : Энергоатомиздат, 1983. 256 с.
37. Ефимов А. А., Шрейнер Р. Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. Новоуральск : НГТИ, 2001. 250 с.
38. Способ оптимального регулирования асинхронного двигателя с инвертором тока / С. Г. Забровский, В. Н. Зубов, Н. И. Кармацкий [и др.] // Методы оптимизации систем многосвязного регулирования. М. : Наука, 1972. С. 114–124.
39. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники : учеб. пособие. 2-е изд., исп. и доп. Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2003. 664 с.
40. Иванов Г. Г. Оптимальные режимы работы управляемого синхронного двигателя // Бесконтакт. электр. машины (Рига). 1982. № 21. С. 36–49.
41. Иванов Г. Г. Характеристики вентильного двигателя, работающего при постоянном коэффициенте мощности // Бесконтакт. электр. машины (Рига). 1982. № 21. С. 50–55.

42. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. М. : Энергия, 1980. 928 с.
43. Иванов-Смоленский А. В. Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование. М. : Энергия, 1969. 304 с.
44. Вентильный двигатель постоянного тока с искусственной коммутацией для широкорегулируемого электропривода / В. Д. Каретный, В. Е. Высоцкий, А. И. Скороспешкин [и др.] // Изв. вузов. Электромеханика. 1987. № 10. С. 102–107.
45. Ключев В. И. Теория электропривода : учебник для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. М. : Энергоатомиздат, 2001. 704 с.
46. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока : пер. с нем. М. : Госэнергоиздат, 1963. 744 с.
47. Асинхронизированный вентильный двигатель с ортогональным управлением / И. П. Копылов, Ю. П. Сонин, И. В. Гуляев [и др.] // Электротехника. 2002. № 9. С. 2–5.
48. Асинхронизированный вентильный двигатель с поддержанием неизменного результирующего магнитного потока / И. П. Копылов, Ю. П. Сонин, И. В. Гуляев [и др.] // Электротехника. 2000. № 8. С. 59–62.
49. Копылов И. П., Сонин Ю. П., Гуляев И. В. Частотно-регулируемый асинхронный двигатель двойного питания // Электротехника. 1997. № 8. С. 22–25.
50. Костенко М. П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов // Электричество. 1925. № 2. С. 87–95.
51. Котриков К. П. О влиянии величины магнитного потока на нагрев асинхронного двигателя при частотном управлении // Изв. вузов. Энергетика. 1963. № 9. С. 30–39.
52. Котриков К. П. Потери при частотном регулировании асинхронных двигателей // Изв. вузов. Энергетика. 1969. № 8. С. 39–43.
53. Лайбль Т. Теория синхронных машин при переходных процессах : пер. с нем. М. : Госэнергоиздат, 1957. 168 с.
54. Принципы построения систем управления обобщенной машиной переменного тока / И. Л. Локтева, Г. Б. Онищенко, Т. В. Плотникова [и др.] / Автоматизированный электропривод / под общ. ред. И. И. Петрова, М. М. Соколова, М. Г. Юнькова. М. : Энергия, 1980. С. 280–284.

55. Мещеряков Ю. Г. Повышение коэффициента мощности асинхронного двигателя с регулируемой частотой // Изв. вузов. Энергетика. 1973. № 1. С. 129–133.
56. Мищенко В. А. Векторная теория асинхронного двигателя // Электротехника. 2007. № 6. С. 5–12.
57. Мищенко В. А. Векторный метод управления электромеханическими преобразователями // Электротехника. 2004. № 7. С. 47–51.
58. Мищенко В. А., Шрейнер Р. Т., Шубенко В. А. Оптимальный по минимуму потерь закон частотного управления асинхронным двигателем // Изв. вузов. Энергетика. 1969. № 8. С. 115–118.
59. Мищенко В. А. Оптимизация частотно-управляемого асинхронного электропривода по минимуму тока : автореф. дис. канд. техн. наук. Свердловск, 1969. 17 с.
60. Мищенко В. А. Фазовый принцип векторного управления динамикой асинхронного электропривода // Электротехника. 2008. № 6. С. 2–9.
61. Нос О. В. Математическая модель асинхронного двигателя при энергооптимальном управлении вектором тока статора // Материалы второй научно-техн. конф. с международным участием «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» / под ред. Н. И. Шурова. Новосибирск : НГТУ, 2005. С. 91–95.
62. Нос О. В. Оптимальное векторное управление асинхронным двигателем по критерию минимума токов статора // Электротехника, электромеханика и электротехнологии ЭЭЭ-2007 : материалы третьей науч.-техн. конф. с международным участием. Новосибирск : НГТУ, 2007. С. 79–85.
63. Нос О. В. Оптимизация установившихся режимов работы асинхронного электропривода с учетом нелинейности магнитной системы // Обработка металлов (технология, оборудование, инструменты). 2006. № 4. С. 27–30.
64. Оганян Р. В. Поле в воздушном зазоре явнополюсной синхронной машины при насыщении магнитопровода // Электротехника. 1966. № 8. С. 9–12.
65. Онищенко Г. Б., Локтева И. Л. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания. М. : Энергия, 1979. 200 с.

66. Осин И. Л., Шакарян Ю. Г. Электрические машины : Синхронные машины : учеб. пособие для вузов по спец. «Электро-механика» / под ред. И. П. Копылова. М. : Высш. шк., 1990. 304 с.
67. Панкратов В. В., Зима Е. А. Алгоритмы энергосберегающего управления асинхронными электроприводами // Электротехника, электромеханика и электротехнологии : материалы науч.-техн. конф. с международным участием. Новосибирск : НГТУ, 2003. С. 61–65.
68. Панкратов В. В., Зима Е. А. Метод многокритериальной оптимизации алгоритмов векторного управления асинхронными электроприводами // Изв. вузов. Электромеханика. 2002. № 2. С. 44–49.
69. Панкратов В. В., Зима Е. А. Многокритериальная оптимизация систем векторного управления асинхронными электроприводами // Электричество. 2002. № 4. С. 40–46.
70. Панкратов В. В., Зима Е. А. Новый подход к решению задач экстремального управления в асинхронном электроприводе // Труды IV Международной (XV Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу «Автоматизированный электропривод в 21 веке : пути развития» (АЭП-2004, Магнитогорск, 14–17 сентября 2004 г.). Ч. 1. С. 129–131.
71. Панкратов В. В., Зима Е. А. Энергооптимальное векторное управление асинхронными электроприводами : учеб. пособие // Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2005. 120 с.
72. Петров Ю. П. Оптимальное управление электроприводом. М.; Л. : Госэнергоиздат, 1961. 187 с.
73. Петухов Г. В., Якунин В. И. Методологические основы внешнего проектирования целенаправленных процессов и целеустремленных систем. М. : АСТ, 2006. 504 с.
74. Бородин М. Ю. Поляков В. Н. Оптимизация режимов электропривода с обобщенной машиной переменного тока // Электротехника. 2009. № 9. С. 54–59.
75. Поляков В. Н., Шрейнер Р. Т., Таран А. А. Алгоритм численного решения задачи экстремального управления асинхронным электроприводом при ограничениях по току и напряжению // Электротехника. 2001. № 11. С. 45–49.

76. Поляков В. Н., Шрейнер Р. Т., Таран А. А. Алгоритмы численного решения задачи экстремального управления асинхронным электроприводом при ограничениях по току и напряжению // Электроприводы переменного тока : тр. XII науч.-техн. конф. Екатеринбург : УГТУ-УПИ, 2001. С. 121–124.
77. Поляков В. Н. К вопросу применения итерационного метода расчета закона частотного управления по минимуму тока статора асинхронного двигателя // Оптимизация режимов работы систем электроприводов. Тр. КрПИ. Красноярск : КрПИ, 1990. С. 82–85.
78. Поляков В. Н., Шрейнер Р. Т. Обобщение задач оптимизации установившихся режимов электрических двигателей // Электротехника. 2005. № 9. С. 18–22.
79. Поляков В. Н. Динамика электропривода с асинхронной машиной двойного питания при векторном управлении // Электротехника. 2014. № 9. С. 8–14.
80. Поляков В. Н., Шрейнер Р. Т., Таран А. А. Экстремальное управление асинхронным электроприводом при ограничении тока и напряжения // Электротехника, электромеханика и электротехнологии : материалы науч.-техн. конф. с международным участием. Новосибирск : НГТУ, 2003. С. 56–61.
81. Поляков В. Н., Шрейнер Р. Т. Экстремальное управление электрическими двигателями / под общей ред. д-ра техн. наук, проф. Р. Т. Шрейнера. Екатеринбург : УГТУ-УПИ, 2006. 420 с.
82. Попов А. Н. Синергетический синтез энергосберегающих регуляторов асинхронных электроприводов // Труды международной четырнадцатой науч.-техн. конф. «Электроприводы переменного тока». Екатеринбург : ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2007. С. 157–160.
83. Портной Ю. Т., Савин А. С. Об увеличении эффективности систем частотного управления электроприводами // Тр. ВНИИ электромеханики, 1974, 41. С. 29–35.
84. Рекус Г. Г., Чирков М. Т., Белоусов А. И. К вопросу частотного управления асинхронными двигателями // Электричество. 1966. № 10. С. 14–16.
85. Рывкин С. Е. Оптимизация статических режимов работы синхронного двигателя / С. Е. Рывкин // Методы синтеза систем

- с разрывным управлением на скользящих режимах. М. : Энергоатомиздат, 1983. С. 36–43.
86. Самосейко В. Ф., Гельвер Ф. А. Оптимальное управление асинхронным двигателем с фазным ротором // Сборник материалов V Международной (16 Всесоюзной) конференции по автоматизированному электроприводу (18–21 сентября 2007 г.). СПб., 2007. С. 119–122.
 87. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М. : Энергия, 1974. 328 с.
 88. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Частотное управление асинхронным двигателем при минимальных потерях в установившемся режиме // Электричество. 1966. № 10. С. 7–14.
 89. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Частотное управление асинхронными двигателями. М. : Энергия, 1966. 144 с.
 90. Сарапулов Ф. Н., Сарапулов С. Ф., Шымчак П. Математические модели линейных индукционных машин на основе схем замещения / под общей ред. проф. д-ра техн. наук Ф. Н. Сарапулова. Екатеринбург : ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2005. 431 с.
 91. Сили С. Электромеханическое преобразование энергии : пер. с англ. М. : Энергия, 1968. 376 с.
 92. Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров электриков. М. : Мир, 1986. 229 с.
 93. Сипайлов Г. А., Кононенко Е. В., Харьков К. А. Электрические машины : специальный курс. М. : Высш. шк., 1987. 287 с.
 94. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О. В. Слежановский [и др.]. М. : Энергоатомиздат, 1983. 256 с.
 95. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием : учебник для студ. высш. учеб. заведений. М. : Издательский центр «Академия», 2006. 272 с.
 96. Страхов С. В. Переходные процессы в электрических цепях, содержащих машины переменного тока. М.; Л. : Госэнергоиздат, 1960. 247 с.
 97. Сыромятников И. А. Регулирование напряжения автономных установок при переменной частоте // Электричество. 1966. № 10. С. 1–6.
 98. Табачник А. М. О законе частотного управления асинхронным двигателем // Электроэнергетика и автоматика. Кишинев : Штиинца, 1973. Вып. 17. С. 74–79.

99. Терехов В. М., Осипов О. И. Системы управления электроприводов : учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / под ред. В. М. Терехова. М. : Издательский центр «Академия», 2005. 305 с.
100. Оптимальное частотное управление синхронным электроприводом при питании от автономного источника энергии / В. С. Третьяков, А. М. Вейнгер, И. М. Серый [и др.] // Электротехника. 1977. № 6. С. 34–37.
101. Третьяков В. С. Режимы частотно-регулируемых синхронных двигателей с минимизацией потерь энергии : автореф. дис. ... канд. техн. наук. Свердловск, 1981. 24 с.
102. Уайт Д. С., Вудсон Г. Х. Электромеханическое преобразование энергии : пер. с англ. М.; Л. : Энергия, 1964. 528 с.
103. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах / А. В. Иванов-Смоленский, Ю. В. Абрамкин, А. И. Власов [и др.]. М. : Энергоатомиздат, 1986. 216 с.
104. Фильц Р. В., Глухивский Л. И. Основные положения магнитно-нелинейной теории явнополюсной синхронной машины // Изв. вузов. Электричество. 1970. № 6. С. 30–34.
105. Фильц Р. В., Лябук Н. Н., Барладян А. С. Уточненный алгоритм расчета параметров насыщенной явнополюсной синхронной машины во вращающихся прямоугольных координатах // Регулируемый электропривод высоко-инерционных механизмов. Кишинев : Штиинца, 1980. С. 102–119.
106. Хашимов А. А., Гровер Д. А. Разработка и исследование асинхронного частотно-регулируемого электропривода с экстремальным управлением // Автоматизированный электропривод. М. : Энергоатомиздат, 1990. С. 431–433.
107. Шакарян Ю. Г. Асинхронизированные синхронные машины. М. : Энергоатомиздат, 1984. 192 с.
108. Шакарян Ю. Г., Далаян А. А. Исследование установившегося режима асинхронного двигателя при одновременном регулировании со стороны статора и ротора // Оптимизация режимов работы систем электроприводов : сб. науч. ст. Красноярск : КПИ, 1982. С. 84–88.
109. Шрейнер Р. Т., Поляков В. Н., Воробьев А. С. Бесконтактный тиристорный асинхронный электропривод с частотным

- управлением по минимуму тока // Асинхронный тиристорный электропривод. Свердловск : УПИ, 1971. С. 98–101.
110. Шрейнер Р. Т. Задачи экстремального частотного управления асинхронными электроприводами // Асинхронный тиристорный электропривод. Свердловск : УПИ, 1971. С. 92–96.
 111. Шрейнер Р. Т., Поляков В. Н., Воробьев А. С. Исследование динамики и энергетики тиристорного частотного электропривода с управляемым скольжением // Асинхронный тиристорный электропривод. Свердловск : УПИ, 1971. С. 104–107.
 112. Шрейнер Р. Т., Поляков В. Н., Медведев А. В. Двухзонная система регулирования скорости явнополюсного синхронного электропривода // Современный взгляд на проблемы технических наук. Выпуск 11 : Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции (10 сентября 2015 г.). Уфа : ИЦРОН-IDCES, 2015. С. 82–89.
 113. Шрейнер Р. Т., Поляков В. Н. К вопросу оптимизации режимов частотно-регулируемых электроприводов при заданном графике нагрузки // Регулируемый электропривод высокоинерционных механизмов. Кишинев : Штиинца, 1980. С. 119–129.
 114. Шрейнер Р. Т., Поляков В. Н. К выбору законов частотного управления асинхронными электроприводами // Электроэнергетика и автоматика. Кишинев : Штиинца, 1975. Вып. 23. С. 3–17.
 115. Шрейнер Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург : УрО РАН, 2000. 654 с.
 116. Шрейнер Р. Т., Поляков В. Н., Медведев А. В. Учет магнитной несимметрии явнополюсных синхронных электродвигателей в задачах математического моделирования // Электроприводы переменного тока : труды Международной шестнадцатой научно-технической конференции (5–9 октября 2015 г.). Екатеринбург : УрФУ, 2015. С. 119–124.
 117. Шрейнер Р. Т., Поляков В. Н., Медведев А. В. Математическое моделирование явнополюсных синхронных двигателей с автоматическим подбором параметров локальных характеристик намагничивания // Электричество. 2016. № 2. С. 57–64.

118. Шрейнер Р. Т., Дмитренко Ю. А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. Кишинев : Штиинца, 1982. 224 с.
119. Оптимизированная система частотного управления асинхронного электроприводом переменного тока для городского электротранспорта / Р. Т. Шрейнер, В. К. Кривовяз, А. В. Костылев [и др.] // Труды IV Международной (XV Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу «Автоматизированный электропривод в 21 веке : пути развития» (АЭП-2004, Магнитогорск, 14–17 сентября 2004 г.). Ч. 2. С. 139–142.
120. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными преобразователями частоты в системах электропривода переменного тока / Р. Т. Шрейнер [и др.] // Электротехника. 2004. № 10. С. 43–50.
121. Шрейнер Р. Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов. Ч. 1 : Электроприводы постоянного тока с подчиненным регулированием координат : учеб. пособие для вузов. Екатеринбург : Урал. гос. проф.-пед. ун-т, 1997. 279 с.
122. Шрейнер Р. Т., Таран А. А., Поляков В. Н. Увеличение перегрузочной способности частотно-регулируемого электропривода при ограничении мощности преобразователя // Проблемы автоматизированного электропривода : тр. III Международной (XIV Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводу (12–14 сент. 2001 г.). Нижний Новгород : НГТУ, 2001. С. 105–106.
123. Управление асинхронным частотным электроприводом при ограничениях / Р. Т. Шрейнер, В. Н. Поляков, А. Д. Гильдебранд [и др.] // Асинхронный тиристорный электропривод. Свердловск : Изд. УПИ, 1971. С. 101–104.
124. Шрейнер Р. Т., Поляков В. Н. Экстремальное частотное управление асинхронными электродвигателями // Электротехника. 1973. № 9. С. 10–13.
125. Электромеханические и тепловые режимы асинхронных двигателей в системах частотного управления : под ред. Р. Т. Шрейнера / Р. Т. Шрейнер, А. В. Костылев, В. К. Кривовяз [и др.]. Екатеринбург : ГОУ ВПО «Рос. гос. проф.-пед. ун-т», 2008. 361 с.

126. Энергосберегающий промышленный частотно-регулируемый асинхронный электропривод нового поколения / Р.Т. Шрейнер, В.К. Кривовяз, А.И. Калыгин [и др.] // Электроприводы переменного тока : тр. Международной четырнадцатой науч.-техн. конф. Екатеринбург : ГОУ ВТО УГ-ТУ-УПИ, 2007. С. 209–212.
127. Шрейнер Р.Т., Медведев А.В., Поляков В.Н. Электромеханические ресурсы частотно-регулируемого синхронного электропривода в непрерывных периодических режимах работы // Электротехника. 2016. № 6. С. 25–31.
128. Шубенко В.А., Шрейнер Р.Т., Мищенко В.А. Оптимальное частотно-токовое управление асинхронным электроприводом // Изв. вузов. Горный журнал. 1970. № 1. С. 161–162.
129. Шубенко В.А., Шрейнер Р.Т., Мищенко В.А. Оптимизация частотно-управляемого асинхронного электропривода по минимуму тока // Электричество. 1970. № 9. С. 23–26.
130. Шубенко В.А., Шрейнер Р.Т., Поляков В.Н. Расчет характеристик асинхронного двигателя при одном экстремальном частотном управлении // Труды УПИ им. С.М. Кирова. Свердловск : УПИ, 1971. Вып. 192. С. 40–48.
131. Шубенко В.А., Шрейнер Р.Т., Мищенко В.А. Частотно-управляемый асинхронный электропривод с оптимальным регулированием скольжения // Изв. вузов. Электромеханика. 1970. № 6. С. 676–681.
132. Энергосберегающий частотно-регулируемый электропривод трамвая «Спектр» / В.К. Кривовяз [и др.] // Вестник УГТУ-УПИ. Электромеханика и электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы. Ч. 1 : Общие вопросы электрических машин и трансформаторов. Машино-вентильные системы. Вопросы диагностики. 2003. № 5 (25). С. 227–233.
133. Эпштнейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. М. : Энергоиздат, 1982. 192 с.
134. Эфендизаде А.А., Листенгартен Б.А., Курдюков Ю.М. Оптимизация режимов частотно-управляемого синхронного электропривода // Докл. АН АзССР. 1982. 38. № 6. С. 31–34.
135. Direkt Torkue Control of AC motor drives / M. Aaltontn, P. Tiitinen, J. Laku [et al.] // ABB Review. 1995. № 3. P. 19–24.

136. Abraham L., Heumann K., Koppelman F. Wechselrichter zur Drehzahlsteuerung von Käfigläufermotoren // AEG-Mitt. 1964. Bd. 54. N ½. S. 89–106.
137. Ahmed El-Serafi M., Kar N. C. Methods for determining the intermediate-axis saturation characteristics of salient-pole synchronous machines from the measured d-axis characteristics // IEEE Trans. Energy conversion. 2005. Vol. 20. No. 1. Pp. 88–97.
138. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage für die Transvector — Regelung von Drehfeldmaschinen // Siemens. 1971. 45. № 1. P. 757–760.
139. Čeřovský Z. Optimální regulace napětí asynchronního motoru napájeného proměnným kmitočtem // Elektrotechn. obz. 1973. 62. № 5. P. 282–288.
140. Čeřovský Z., Valouch V. Optimální způsoby řízení asynchronního stroje v ustálených stavech // Elektrotechn. obz. 1986. 75. № 9. P. 503–512.
141. Chalmers B. J., Sarkar B. R. Optimum supply conditions for an induction motor // Int. J. Elec. Eng. Educ. 1970. 8. № 2. P. 141–143.
142. Deepak D. Low-Stress Switching for Efficiency // IEEE Spectrum. 1996. December. P. 30–33.
143. A constant turn-off time controller for load-commutated inverter drives / L. Dessaint, A. Cherfei, Hoang Le-Huy [et al.] // Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. 22nd Annu. Meet., Atlanta, Ga, Oct. 18–23, 1987, Pt. 1. New York, N. Y., 1987. P. 241–246.
144. Flöter W., Ripperger H. Die Transvektor-Regelung für den feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine // Siemens-Zeitschrift. 1971. Bd. 45 — H. 10. S. 761–764.
145. Fukunda S. Y., Sasoka S. Constant margin-cangle control of commutatorless motor using microcomputer // IEEE Trans. Ind. Appl. 1987. P. 855.
146. Garces L. Parameter Adaptation for the Speed-Controlled static AC Drive with Squirrel-Cage Induction Motor // IEEE Trans. on Ind. Appl., 1980. V. IA-16. No. 2. March / April. P. 173–178.
147. Heumann K., Jordan K. G. Das Verhalten des Käfigläufermotors bei veränderlicher Speisefrequenz und Stromregelung // AEG-Mitt. 1964. Bd. 54. № ½. S. 107–116.
148. Holtz J. Pulsewidth modulation — a survey // Proc. Of the PESC'92. P. 11–18.

149. Hung K. T., Lorenz R. D. A rotor flux error-based, adaptive tuning approach for feedforward field oriented induction machine drives. in Conf // Rec. 1990 IEEE-IAS. Annual Meet. Oct. 1990. P. 589–594.
150. Hung K. T., Lorenz R. D. A rotor flux error-based, adaptive tuning approach for feedforward field oriented induction machine drives. in Conf // Rec. 1990 IEEE-IAS. Annual Meet. Oct. 1990. P. 589–594.
151. Jovanovč D. Characteristics of frequency-controlled asynchronous squirrel-cage motor with respect to the minimum inductor current in steady state regimes // Int. Conf. Evol. and Mod. Aspects Induct. Mach., Turin, July 8–11, 1986. Poc. Borgo San Dalmazzo; Cuneu, 1986. P. 500–505.
152. Kirschen D. S., Novotny D. W., Lipo T. A. Optimal efficiency control of an induction motor drive // IEEE Trans. Energy Consers. 1987. 2. № 1. P. 70–76.
153. Ledwich G. Transient loss minimization for induction motors with variable speed drive // J. Elec. and Electron. Eng. Austral. 1987. 7. № 3. P. 190–195.
154. Le-Huy H. A., Jakubowicz A., Perret R. Self-controlled synchronous motor drive using terminal voltage system // IEEE transactions on industry applications, 1982. Vol. IA–18. № 1. P. 46–53.
155. Li K. Y. G. Analysis and operation of an inverter-fed variable speed induction motor // Proc. Instn Electr. Engrs / 1969 / 116 / № 9. P. 1571–1580.
156. A simple and robust adaptive controller for detuning correction in field oriented induction machines / J. C. Moreira, K. T. Hung, T. A. Lipo [et al.] // IEEE Trans. Ind. Appl. 1992. Nov / Dec. Vol. 28. №. 6. P. 1359–1366.
157. Kar N. C., El-Serafi A. M. A new model for the saturated synchronous machines using the intermediate-axis saturation characteristics // Proceedings of the 2002 IEEE Canadian conference on electrical and computer engineering. 2002. Vol. 1. P. 172–177.
158. Park Min Ho, Ki Sui Se-ung. Microprocessor-based optimal-efficiency drive of an induction motor // IEEE Trans. Ind. Electron. 1984. 31. № 1. P. 69–73.
159. Richter W. Microprocessor controlled inverter-fed synchronous motor drive // IEEE. 2. Int. Conf. On Electrical Variable Speed Drives. London. 1979. P. 161.

160. Salon S.I. Finite element analysis of electrical machines // Kluwer Academic Publishers. Dordrecht / London / Dordrecht. 1995. 247 p.
161. Salzmann T., Wokusch H. Direktumrichterantrieb für große Leistungen und hohe dynamische Anforderungen // Siemens–Energietechnik. 1980. № 10. P. 409–412.
162. Saupe R. Die drehzahlgeregelte Synchronmaschine-optimaler Leistungsfaktor durch Einsatz einer Schonzeitregelung // Электротехника. Сер. : Электропривод (Информэлектро). 1981. Вып. 9. С. 8–10.
163. Sharaf A. M., Hamed H. G., Luke D. Microcomputer based efficient autosynchronous motor drive // Elec. Mach. and Power Syst. 1987. 12. № 4–5. P. 243–256.
164. Siemens. Привод прокатного стана большой мощности // Каталог фирмы. ФРГ, 1981. 16 с.
165. Sul Seung Ki, Min Ho Park. A novel technique for optimal efficiency control of a current-source inverter-fed induction motor // IEEE Trans. Power Electron. 1988. 3. № 2. P. 192–199.
166. Szewczyk J. Właściwości dynamiczne układu napędowego prądu przemiennego z optymalizacją poboru mocy z sieci zasilającej w warunkach pracy ustalonej // Żesz. nauk. PŚw. Elek. 1986. № 17. P. 249–262.
167. Walczyńska A. Właściwości maszyny indukcyjnej dwustronnie zasilanej sterowanej źródłem prądu w obwodzie wirnika // Prz. elektrotechn. 1982. 58. № 10. P. 277–281.
168. Wang Jian. Optimum efficiency control of asynchronous motor in a variable-frequency speed control system at light loads // Дяньли дяньцзы цзишу, Power Electron. 1987. № 3. P. 25–31.
169. Abrahamsen F., Blaabjerg F., Pedersen J. On-off energy optimized control of standard and high-efficiency induction motors in CT and HVAC applications // IEEE Trans. on Ind. Appl. 1998. Vol. 34. No. 4. Pp. 822–828.
170. Fei R., Fuch E., Huang H. Comparison of two optimization techniques as applied to three-phase induction motor design // IEEE Trans. energy Conversion. 1989. Vol. 4. Pp. 651–660.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	3
------------------	---

ЧАСТЬ I. НАПРАВЛЕНИЯ И ПОСТАНОВКИ ЗАДАЧ ОПТИМИЗАЦИИ РЕЖИМОВ ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА.....	6
--	---

Глава 1. Оптимизация режимов асинхронных двигателей	9
---	---

1.1. Оптимизация режимов по минимуму потерь	9
---	---

1.2. Оптимизация режимов по минимуму тока.....	22
--	----

1.3. Многокритериальная оптимизация режимов	24
---	----

Резюме главы 1.....	29
---------------------	----

Глава 2. Оптимизация режимов синхронных двигателей	31
--	----

2.1. Оптимизация режимов по минимуму потерь при переменном потоке	31
--	----

2.2. Оптимизация режимов по минимуму потерь при постоянном потоке	33
--	----

2.3. Оптимизация режимов по минимуму потерь при двухзонном регулировании скорости.....	35
---	----

2.4. Оптимизация режимов синхронных двигателей в схеме вен- тильного двигателя.....	36
--	----

Резюме главы 2.....	37
---------------------	----

Глава 3. Оптимизация режимов асинхронизированных синхронных двигателей.....	38
3.1. Оптимизация режимов по минимуму потерь.....	38
3.2. Оптимизация режимов по минимуму тока ротора.....	39
3.3. Оптимизация режимов по минимуму потерь при двухстороннем управлении.....	40
3.4. Многокритериальная оптимизация режимов	42
Резюме главы 3.....	44

ЧАСТЬ II. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭЛЕМЕНТОВ СИЛОВОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА..... 45

Глава 4. Имитирующие модели.....	46
4.1. Основные положения.....	46
4.2. Модели асинхронных двигателей	50
4.2.1. Модель асинхронного двигателя с фазным ротором	50
4.2.2. Модель асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором	53
4.3. Модели синхронных двигателей.....	55
4.3.1. Модели синхронных двигателей с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением	55
4.3.2. Модели синхронных двигателей с продольным электромагнитным возбуждением.....	61
4.3.3. Модель синхронного двигателя с постоянными магнитами	62
4.3.4. Модель синхронного реактивного двигателя с анизотропией ротора	65
4.4. Частные случаи	67
4.5. Учет насыщения магнитной цепи в моделях двигателей как объектов управления	70
4.5.1. Основные допущения	70

4.5.2. Учет насыщения главной магнитной цепи в моделях явнополюсных двигателей	72
4.5.3. Учет насыщения главной магнитной цепи в моделях неявнополюсных двигателей	82
4.6. Математические модели вентильных преобразователей	85
4.6.1. Основные типы преобразователей частоты	85
4.6.2. Модели преобразователей частоты с АИН.....	89
4.6.3. Модели преобразователей частоты с АИТ	93
4.6.4. Модель преобразователя частоты с непосредственной связью.....	96
Резюме главы 4.....	97
 Глава 5. Оптимизационные модели	99
5.1. Оптимизационные модели асинхронных двигателей с фазным ротором.....	100
5.1.1. Электромеханические модели	100
5.1.2. Энергетические модели	101
5.2. Оптимизационная модель асинхронизированного синхронного двигателя	103
5.3. Оптимизационные модели асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.....	104
5.3.1. Электромеханические модели	104
5.3.2. Энергетическая модель	106
5.4. Оптимизационные модели синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением	106
5.4.1. Электромеханические модели неявнополюсного синхронного двигателя с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением	106
5.4.2. Энергетическая модель	107
5.4.3. Электромеханические модели неявнополюсного синхронного двигателя с продольным электромагнитным возбуждением	109

5.4.4. Электромеханические модели явнополюсного синхронного двигателя с продольным электромагнитным возбуждением	110
5.5. Оптимизационные модели синхронных двигателей с постоянными магнитами	111
5.5.1. Электромеханическая модель неявнополюсного синхронного двигателя с постоянными магнитами.....	111
5.5.2. Электромеханическая модель явнополюсного синхронного двигателя с постоянными магнитами.....	111
5.5.3. Энергетическая модель синхронного двигателя с постоянными магнитами	112
5.6. Оптимизационная модель синхронного реактивного двигателя	113
Резюме главы 5	114

ЧАСТЬ III. ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ РЕЖИМОВ ДВИГАТЕЛЕЙ

115

Глава 6. Методика оценки энергетической эффективности режимов электроприводов	116
6.1. Понятие энергетической эффективности	116
6.2. Показатели энергетической эффективности	116
6.3. Требования к эффективности режимов.....	118
6.4. Критерий оценивания энергетической эффективности режимов	119
6.5. Процедура определения функций соответствия	120
Резюме главы 6	121
Глава 7. Оценка энергоэффективных режимов двигателей	123
7.1. Энергоэффективные режимы асинхронного двигателя при двухстороннем управлении.....	123
7.2. Энергоэффективные режимы асинхронизированного синхронного двигателя	129

7.3. Энергоэффективные режимы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.....	132
7.4. Энергоэффективные режимы синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением.....	135
7.5. Энергоэффективные режимы синхронного двигателя с постоянными магнитами	139
7.6. Пример оценки режимов двигателя по перегрузочной способности.....	140
7.7. Влияние оптимизации режимов двигателей на энергетические показатели преобразователей частоты.....	143
7.7.1. Энергетические характеристики ДПЧ по схеме «НВ — АИН».....	145
7.7.2. Энергетические характеристики ДПЧ по схеме «АВН — АИН»	148
7.7.3. Энергетические характеристики ДПЧ по схеме «УВ — АИТ»	149
7.7.4. Энергетические характеристики ДПЧ по схеме «АВТ — АИТ»	152
7.7.5. Энергетические характеристики ДНПЧ по схеме «АВТ — АИН».....	154
Резюме главы 7.....	155
 ЧАСТЬ IV. РЕАЛИЗАЦИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ РЕЖИМОВ В РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ	157
Глава 8. Электроприводы с асинхронным двигателем с фазным ротором при двухстороннем управлении	158
8.1. Структуры оптимизированных электроприводов.....	158
8.2. Оптимизаторы режимов асинхронного двигателя с фазным ротором	160
8.3. Математическое моделирование динамических и энергетических процессов оптимизированного электропривода	166
Резюме главы 8	179

Глава 9. Электроприводы с асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором	180
9.1. Структуры оптимизированных асинхронных электроприводов	180
9.2. Оптимизаторы режимов асинхронного двигателя	186
9.3. Математическое моделирование динамических и энергетических процессов оптимизированных асинхронных электроприводов	195
Резюме главы 9	207
Глава 10. Синхронный электропривод	208
10.1. Структуры оптимизированных синхронных электроприводов	208
10.2. Оптимизаторы режимов синхронных двигателей	210
10.3. Математическое моделирование динамических и энергетических процессов оптимизированного синхронного электропривода	216
Резюме главы 10	232
 СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	 233

Учебное издание

Поляков Владимир Николаевич
Шрейнер Рудольф Теодорович

**ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЕ РЕЖИМЫ
ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА
В СИСТЕМАХ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ**

Редактор *В. О. Корионова*
Корректор *М. А. Терновая*
Верстка *Е. В. Ровнушкиной*

Подписано в печать 12.05.2017. Формат 70×100 1/16.
Бумага писчая. Цифровая печать. Усл. печ. л. 20,64.
Уч.-изд. л. 12,3. Тираж 50 экз. Заказ 168.

Издательство Уральского университета
Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ
620049, Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 5
Тел.: 8 (343) 375-48-25, 375-46-85, 374-19-41
E-mail: rio@urfu.ru

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ
620075, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4
Тел.: 8 (343) 350-56-64, 350-90-13
Факс: 8 (343) 358-93-06
E-mail: press-urfu@mail.ru

